В.С.ХВОСТОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

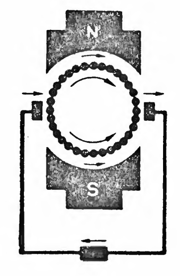
МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА





В. С. ХВОСТОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ



МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

ПОД РЕДАКЦИЕЙ ПРОФ. И. П. КОПЫЛОВА

Допущено Министерством
высшего и среднего специального
образования СССР
в качестве учебника
для студентов электромеханических
специальностей вузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1988

Оглавление

ББК 31.261
Х 33
УДК 621.313

Рецензенты: кафедра электрических машин и аппаратов Всесоюзного заочного политехнического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. О. Д. Гольдберг); канд. техн. наук В. П. Мариночкин (главный конструктор завода «Динамо»)

Хвостов В. С.

Х 33 Электрические машины: Машины постоянного тока: Учеб. для студ. электром. спец. вузов/Под ред. И. П. Копылова. — М.: Высш. шк., 1988. — 336 с.: ил.
ISBN—5—06—001313—8

Книга является первой в намеченном к выпуску четырехтомнике, где должна быть достаточно подробно изложена современная теория электрических машин. В учебнике приведена современная теория машин постоянного тока; рассмотрены методы магнитных расчетов, теория коммутации, явление кругового огня, регулировочные свойства двигателей и т. д. Значительная часть материала может быть распространена на машины переменного тока.

Х $\frac{2302030000(4309000000)—350}{001(01)—88}$ 129—88

ББК 31.261
6П2.1.081

Учебное издание

Хвостов Владимир Степанович

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ:
МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Заведующая редакцией Н. И. Хрусталева. Редактор Е. В. Хвостова. Младший редактор М. В. Никифорова. Художник Б. А. Школьник. Художественный редактор С. Г. Абелин. Технический редактор Е. И. Герасимова. Корректор Р. К. Косинова

ИБ № 6613

Изд. № СТД-471. Сдано в набор 29.01.88. Подп. в печать 02.06.88. Т—08765. Формат $60\times88^1/_{16}$. Бум. офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 20,58 усл. печ. л. + 0,25 усл. печ. л. форзацы. 21,07 усл. кр.-отт. 21,04 уч. изд. л. + + 0,39 уч.-изд. л. форзацы. Тираж 30 000 экз. Зак. № 65. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 101898, Москва, Центр, Хохловский пер., 7.

ISBN—5—06—001313—8

От титульного редактора

В решениях XXVII съезда и в последующих постановлениях Пленумов ЦК КПСС и постановлениях Совета Министров СССР большое внимание уделяется машиностроительному комплексу. Двенадцатая пятилетка объявлена пятилеткой машиностроения, приняты кардинальные меры по ускоренному развитию машиностроительного комплекса и в том числе электромашиностроения.

Успехи инженеров-электромехаников в создании новых и модернизации уже выпускаемых электромеханических преобразователей могут быть достигнуты только при глубоком знании теории, конструкции и технологии электрических машин.

Для изучения теории электромеханического преобразования энергии требуются как учебники по общему курсу, так и дополнительные учебники и учебные пособия по отдельным его разделам, более подробно излагающие отдельные вопросы теории и ее практического применения.

В издательстве «Высшая школа» выходят четыре книги: «Машины постоянного тока», «Трансформаторы», «Асинхронные машины» и «Синхронные машины», в которых будет изложен материал как по основным, так и по дополнительным разделам курса «Электрические машины». Нет сомнений, что в этих книгах студенты и аспиранты, специализирующиеся в электромеханике, найдут необходимый материал для более глубокого изучения курса «Электрические машины».

Первая книга — «Машины постоянного тока» — написана видным специалистом в области машин постоянного тока проф. В. С. Хвостовым. В книге излагается современная теория машин постоянного тока. Большое внимание уделено сложным теоретическим вопросам, весьма важным в практической деятельности инженера: расчету магнитного поля, условиям возникновения кругового огня на коллекторе, коммутации, работе машины от статических преобразователей и др. Современное состояние теории по этим разделам курса можно найти только в монографиях и журнальных статьях.

Профессора В. И. Радин, Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович написали вторую книгу «Асинхронные машины». В этой книге представлен оригинальный материал по проектированию новой серии асинхронных двигателей — серии АИ, более подробно излагаются отдельные вопросы теории асинхронных машин.

Третья книга — «Трансформаторы» — написана преподавателями кафедры электрических машин Московского энергетического ин-

ститута доцентами Б. Н. Сергеенковым и В. М. Киселевым и старшим преподавателем Н. А. Акимовой.

Хотя процессы преобразования энергии в трансформаторах проще, чем во вращающихся электрических машинах, в области теории трансформаторов остается много вопросов, требующих углубленной проработки. Поэтому в этой книге подробно рассматриваются учет насыщения, схемы и группы соединений, распределение токов в параллельных ветвях многообмоточных трансформаторов и другие сложные вопросы теории электромагнитного преобразования энергии. Много места отводится специальным трансформаторам — стабилизаторам напряжения, трансформаторам, работающим на выпрямители, и измерительным трансформаторам.

Четвертая книга — «Синхронные машины» — написана доц. И. Л. Осиным и проф. Ю. Г. Шакаряном. В этой книге основное внимание уделяется теории крупных явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин, а также синхронным двигателям с постоянными магнитами, реактивным и вентильным микродвигателям. Большинство помещенного здесь материала недостаточно полно освещено не только в учебниках, но и в специальной литературе.

Предлагаемые четыре книги будут полезны как при изучении общего курса электрических машин, так и при курсовом и дипломном проектировании. Инженеры, аспиранты и научные работники найдут в них материал для дальнейшего развития теории электрических машин и усовершенствования конструкции выпускаемых машин.

Титульный редактор заслуженный деятель науки и техники РСФСР д-р техн. наук, проф. И. П. Копылов

Предисловие

Необходимость в учебной литературе, подробно освещающей современную теорию электрических машин и новые методы расчета, давно назрела, так как достижения отечественных и зарубежных ученых и инженеров, добившихся в последние 20 лет больших успехов в разработке теории и методов расчета электрических машин, разбросаны по журнальным статьям и монографиям, что сильно затрудняет их использование.

Данный учебник является первой книгой четырехтомника (научный редактор И. П. Копылов) и включает поэтому помимо специфических вопросов теории машин постоянного тока и разделы, общие для всех электрических машин: нагревание, КПД и потери, магнитные расчеты и некоторые другие.

В книге показано единство всех электрических машин на основе теории обобщенной электрической машины. Эта теория дополнена анализом процессов выпрямления и инвертирования, из чего вытекает общность процессов коммутации в статических преобразователях и машинах постоянного тока.

В раздел, посвященный магнитным расчетам, включены методы построения картины поля: графический (Лемана — Рихтера) и метод потенциальной сетки, используемый при расчете на вычислительных машинах. Приведен экспериментальный материал о магнитных полях в сильно насыщенных электрических машинах и даны уточненные методы их расчета.

Подробно описывается явление кругового огня и причины, его вызывающие. Показана ошибочность распространенной теории вытягивания дуги из-под щетки.

Изложена теория коммутации, где показано, что характер изменения тока в коммутируемой секции определяется, главным образом, значением и формой кривой распределения коммутирующей ЭДС. В основу положена теория «среднепрямолинейной коммутации» Л. Дрейфуса, подтвержденная экспериментами Н. В. Волошина и В. Н. Безрученко.

На основании экспериментальных исследований Л. Лавриновича и автора учебника предложен метод расчетного определения интенсивности искрения щеток. Впервые в учебной литературе рассмотрены демпфирующие свойства обмоток, благодаря которым уменьшается искрение при кратковременных нарушениях коммутации. Описаны свойства щеток, в том числе их поведение при больших линейных скоростях коллектора.

Подробно рассмотрены свойства генераторов и двигателей. Дана оценка регулировочных свойств двигателей и их ограничения по условиям коммутации и склонности к возникновению кругового огня. Показаны особенности работы двигателей при питании от выпрямителей и импульсных регуляторов: возникновение дополнительных потерь, коммутация и т. д.

Большое внимание уделено расчету дополнительных потерь.

Дан метод учета изменения сопротивления обмотки электрической машины при ее нагревании.

В материале, посвященном проектированию, подробно рассмотрен выбор конфигурации зубцового слоя якоря и показана неоднозначность решения этой задачи: в зависимости от особенностей условий проектирования машины могут оказаться рациональными та или иная конфигурация зубцового слоя, а следовательно, и значения удельных нагрузок.

Все перечисленные вопросы, несмотря на их теоретическую и практическую важность, впервые систематизированно излагаются в учебнике.

Автор благодарит за помощь и ценные указания рецензентов: коллектив кафедры электрических машин и аппаратов Всесоюзного заочного политехнического института (зав. кафедрой проф. О. Д. Гольдберг) и главного конструктора завода «Динамо», канд. техн. наук В. П. Мариночкина.

Автор

Введение

Современное техническое состояние промышленности и транспорта определяется их высокой энерговооруженностью, где решающая роль принадлежит электрическим машинам: практически вся электроэнергия производится на электростанциях турбо- и гидрогенераторами, а большая часть электрической энергии преобразуется в механическую с помощью электродвигателей. Велика роль электрических машин и в устройствах автоматического управления, где применяются различного вида микромашины: сельсины, поворотные трансформаторы, тахогенераторы и др.

В настоящее время в Советском Союзе ежегодно выпускается примерно 10 млн. электрических машин, и с каждым годом объем выпуска машин растет.

В директивах XXVII съезда КПСС, постановлениях Пленумов ЦК КПСС и в перспективных планах предусматриваются темпы роста выпуска электрических машин значительно более высокие, чем темпы роста промышленного производства в среднем.

Стройная теория электрических машин впервые была изложена в начале XX в. в книгах профессора Дерптского университета *Э. Арнольда.* В частности, его книга «Машины постоянного тока», написанная в соавторстве с *И. Л. Лакуром,* была переведена на русский язык и выпущена в 1931 г. Гостехиздатом.

Известный югославский электротехник *М. Видмар* предложил рассматривать все электрические машины на базе теории трансформатора *. Этот методический прием используется в большинстве современных учебников [1, 3, 7].

В 20-х годах *Р. Рихтером* был написан пятитомник «Электрические машины», являющийся энциклопедией по теории и расчету электрических машин. Все книги были переведены на русский язык и изданы в СССР в 1935—1936 гг.

Большое влияние имели книги *М. Лившица,* особенно те, в которых описывались методы расчета электрических машин **.

Советские ученые *М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский, А. Е. Алексеев, А. И. Вольдек, Г. Н. Петров, К. И. Шенфер* и ряд других создали первоклассные учебники по теории электрических машин, в которых были усовершенствованы методика изложения и включены новые достижения советской науки, полученные как

---

* См.: *Видмар М.* Теория и работа электрических машин. М., Гостехиздат, 1930.

** См.: *Лившиц М.* Электрические машины. Т. 3. М., ОНТИ, 1936.

лично авторами, так и другими инженерами и учеными: *В. Т. Касьяновым, Р. А. Лютером, А. И. Иоффе* и др.

Промышленные электрические машины начали выпускаться в 1860—1870 гг., чему предшествовал 30-летний период их разработки, после фундаментальных открытий *М. Фарадея* (закона электромагнитной индукции и превращения электрической энергии в механическую).

Исторически первыми появились машины постоянного тока, промышленное освоение которых началось после изобретения замкнутой обмотки кольцевого якоря *(А. Пачинотти, З. Грамм)* и электромагнитного возбуждения *(В. Сименс)*.

Примерно до 1890 г. была эра машин постоянного тока, хотя началось освоение и переменного тока: в 1876 г. *П. Н. Яблочков* построил первый трансформатор и использовал переменный ток для освещения. Примерно через десять лет трансформатор получил свою современную форму (братья *Д.* и *Э. Гопкинсоны* и *М. Дэри*), а затем появились и асинхронные двигатели *(Г. Феррарис, Н. Тесла)*.

Решающее влияние на борьбу систем постоянного и переменного тока оказали предложенные *М. О. Доливо-Добровольским* система трехфазного тока в 1889 г. и трехфазный асинхронный двигатель (1890 г.). Эти изобретения особенно четко выявили преимущества системы переменного тока в производстве электроэнергии, передаче электроэнергии на большие расстояния при повышенном напряжении (с повышением напряжения в начале линии передачи и снижением его в конце линии с помощью трансформатора), преобразовании электрической энергии в механическую с помощью дешевых и надежных асинхронных двигателей.

Начало XX в. ознаменовалось победой системы переменного тока, несмотря на то, что машины постоянного тока тоже усовершенствовались: появились добавочные полюса и компенсационная обмотка.

Машины переменного тока (синхронные генераторы) заняли место на электростанциях. По пути между электростанциями и потребителями электроэнергия многократно (3—5 раз) преобразуется с помощью трансформаторов и, наконец, асинхронные двигатели приводят во вращение металлообрабатывающие станки, вентиляторы, насосы и т. п.

Однако и машины постоянного тока не были вытеснены окончательно. Они оказались необходимы при работе от аккумуляторов (например, на подводных лодках), для электролиза и зарядки батарей требовались генераторы постоянного тока. Кроме того, в сложных системах электропривода (в прокатных станах, крановых и тяговых двигателях), где требуется регулирование скорости в широких пределах, двигатели постоянного тока также оказались вне конкуренции.

В 20-е годы нашего столетия появились ртутные выпрямители, которые стали широко применяться на установках для электролиза,

на тяговых подстанциях и в некоторых других областях промышленности, вытеснив генераторы постоянного тока. К этому же времени относятся первые попытки заменить коллекторные двигатели постоянного тока бесколлекторными машинами переменного тока, работающими от статических преобразователей частоты. Появляются первые схемы вентильных двигателей и разрабатывается теория частотного регулирования, в которую большой вклад внесли советские ученые *М. П. Костенко, Д. А. Завалишин, Б. Н. Тихменев, А. А. Булгаков, Е. Л. Этингер* и др. Однако практические результаты были более чем скромными: статические преобразователи на ионных вентилях — игнитронах и тиратронах — оказались очень сложными и ненадежными в работе и их серийное производство не удалось наладить ни одной фирме в мире. Применение ртутных выпрямителей также было ограниченным из-за сложности эксплуатации и необходимости соблюдения строгих мер безопасности от возможного отравления ртутью.

В 1955—1958 гг. появились мощные полупроводниковые вентили — диоды и тиристоры, которые почти вытеснили ртутные выпрямители. Применение полупроводниковых диодов в выпрямителях сделало их очень надежными и почти не нуждающимися в обслуживании. Это привело к широкому распространению выпрямителей и замене ими генераторов постоянного тока.

Даже на тепловозах и автомобилях, где необходим постоянный ток, оказалось более выгодным применение синхронного генератора и полупроводникового выпрямителя вместо генератора постоянного тока.

Появление управляемых вентилей — тиристоров создало предпосылки для замены двигателей постоянного тока бесколлекторными, т. е. возродило мечту о частотном регулировании асинхронных и синхронных двигателей. Ученые, изобретатели и другие энтузиасты занялись разработкой различных видов бесколлекторных машин с преобразователями частоты. Однако и тиристорные преобразователи частоты оказались слишком сложными устройствами. С одной стороны, они существенно увеличили стоимость электропривода, а с другой — уменьшили его надежность. В связи с этим тиристорные преобразователи частоты не нашли широкого распространения при частотном регулировании скорости двигателей, хотя имеются многочисленные опытные образцы и мелкие серии (моторвагоны фирмы «Сименс», двигатели подруливающих устройств судов и т. д.).

Видимо, электропривод с частотным регулированием может получить распространение только после создания следующего поколения полупроводниковых вентилей — мощных силовых транзисторов и других полностью управляемых вентилей. Такое предположение основано на том, что уже сейчас с успехом применяются транзисторные преобразователи частоты для регулирования частоты вращения бесколлекторных микродвигателей.

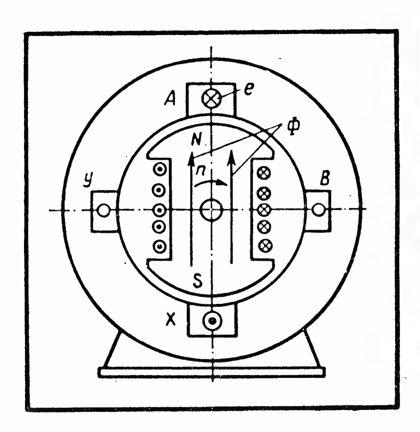
Однако даже тогда, когда будут разработаны надежные и эко-

номичные преобразователи частоты, машины постоянного тока (и в первую очередь двигатели) сохранят свое значение, так как электропривод постоянного тока значительно дешевле, чем частотно-регулируемый привод. Многочисленные технико-экономические расчеты показали, что при мощности от 100 до 2000 кВт асинхронный двигатель получается в 2 раза дешевле и на 15 ... 20 % легче, чем двигатель постоянного тока. Но стоимость преобразователя частоты в несколько раз перекрывает экономию в стоимости двигателя. Возрастают и эксплуатационные расходы, главным образом из-за большой стоимости запасных частей (тиристоров) и увеличения расхода электроэнергии. По данным швейцарской фирмы *BBC*, коэффициент полезного действия электропривода с преобразователем частоты на 5 ... 8 % ниже, чем у привода с двигателями постоянного тока, из-за многократного преобразования энергии.

Можно предположить, что частотное регулирование с бесколлекторными двигателями будет применяться в экстремальных условиях, где отсутствие коллектора дает преимущества, перевешивающие все недостатки системы с преобразователями частоты; например, для регулирования скорости погружных двигателей (в артезианских скважинах, нефтепроводах), при взрывоопасных условиях.

Развитие полупроводниковых преобразователей, с одной стороны, ограничило применение генераторов и создало конкуренцию для двигателей постоянного тока, но, с другой стороны, появление простых и надежных выпрямителей расширило сферу применения двигателей постоянного тока. К тому же разработан высокоэкономичный импульсный метод регулирования постоянного тока, позволяющий применять безреостатный пуск двигателей постоянного тока. И система с управляемым выпрямителем, и система с импульсным регулированием позволяют создать бесконтактный автоматизированный электропривод с высокой надежностью.

Потребность в машинах постоянного тока год от года растет и, очевидно, будет расти все более высокими темпами.



1

Общие вопросы теории электрических машин

Теория, конструкция и эксплуатация различных типов машин имеют свои специфические особенности и поэтому первоначальное их изучение происходит раздельно, от простого к сложному, т. е. обычно начинается с трансформаторов, и заканчивается наиболее сложными машинами постоянного тока. Однако в теории, методах расчета и конструирования машин различных типов много общего. Поэтому и с теоретической и с практической точек зрения полезен общий подход к изучению всех типов машин.

1.1. Обобщенная электрическая машина

Основные типы машин можно привести к обобщенной электрической машине [5, 8], имеющей на роторе и на статоре по две симметричные обмотки *ax, by* и *AX, BY* соответственно, причем в каждой паре обмотки сдвинуты на 90° (рис. 1.1). Любую многофазную симметричную машину можно привести к двухфазной, а однофазную обмотку получить из двухфазной, соединив пару обмоток последовательно. Каждая из обмоток должна быть выполнена так, чтобы распределение магнитодвижущей силы (МДС) в пространстве было близким к синусоидальному.

Асинхронная машина из обобщенной машины получается тогда, когда к обмоткам статора *AX* и *BY* подводятся синусоидальные напряжения с частотой f_1, сдвинутые во времени на 90°. Обмотки ротора при этом замыкаются накоротко или на какое-то сопротивление.

Синусоидальные токи, проходящие по обмоткам статора с частотой f_1, создают вращающийся магнитный поток, частота вращения которого

$$\boxed{n_1 = 60 f_1 / p,} \tag{1.1}$$

а угловая скорость

$$\omega_1 = 2\pi f_1/p, \qquad (1.2)$$

где p — число пар полюсов машины.

Вращающийся магнитный поток статора пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС с частотой

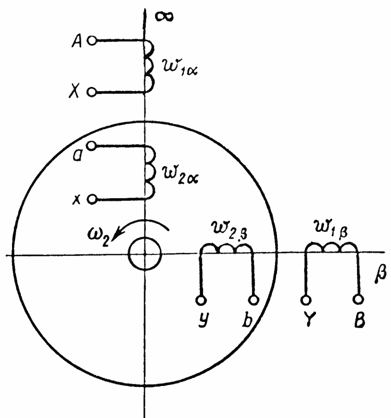


Рис. 1.1. Схема обобщенной машины

$$f_2 = s f_1, \qquad (1.3)$$

где $s = (n_1 - n_2)/n_1 = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ — скольжение.

Токи, замыкающиеся в обмотках статора, создают магнитное поле, вращающееся относительно ротора со скоростью

$$\omega_р = 2\pi f_2/p_2 = 2\pi f_1 s/p_2. \qquad (1.4)$$

Так как числа полюсов статора и ротора делаются всегда равными $p_1 = p_2 = p$, то угловая скорость магнитного поля ротора

$$\omega = \omega_2 + \omega_р = \omega_2 + \omega_1 s = \omega_1, \qquad (1.5)$$

т. е. магнитные поля ротора и статора взаимно неподвижны.

Взаимная неподвижность полей ротора и статора является первым фундаментальным положением в теории электрических машин и, естественно, соблюдается во всех типах машин. Только при выполнении этого условия может создаваться вращающий момент и передаваться энергия из статора в ротор и наоборот.

Возникновение электромагнитного момента в асинхронной машине иллюстрируется рис. 1.2. Вращающееся магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и индуцируют в них ЭДС, направление которой определяется правилом правой руки. Если $\omega_1 > \omega_2$, то направление ЭДС в проводниках ротора такое, как показано на рис. 1.2, *а*. Активная составляющая тока в обмотке ротора, совпадающая по фазе с ЭДС, обусловливает появление электромагнитных усилий, увлекающих ротор за вращающимся магнитным полем (направление усилий определяется правилом левой руки). Следовательно, рис. 1.2, *а* иллюстрирует режим двигателя.

Если $\omega_2 > \omega_1$, то, как показано на рис. 1.2, *б*, направление ЭДС в обмотке ротора меняется на противоположное и к ротору прикладывается тормозящий момент, значит, рис. 1.2, *б* соответствует генераторному режиму работы.

Принцип обратимости электрических машин, т. е. *возможность работы одной и той же машины то в генераторном, то в двигательном режиме, является вторым фундаментальным положением теории электрических машин.*

Электромагнитный момент M определяется из условия сохранения энергии $P_{эм}=M\omega_1$:

$$M=P_{эм}/\omega_1, \quad (1.6)$$

где $P_{эм}$ — электромагнитная мощность, передаваемая от статора к ротору (или наоборот).

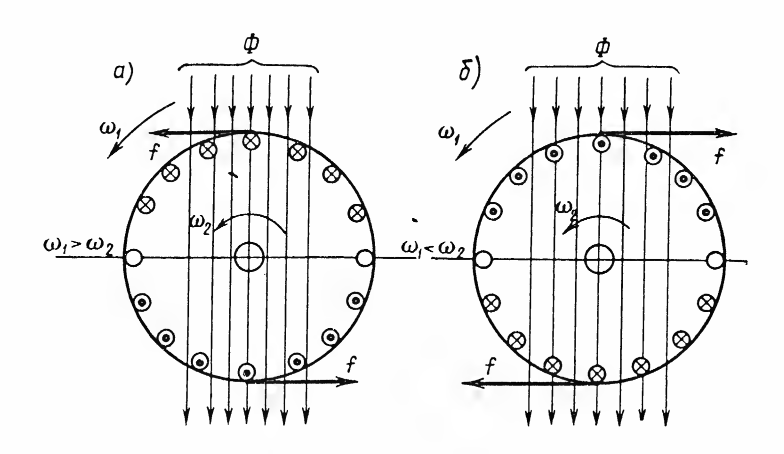


Рис. 1.2. Схематический чертеж асинхронной машины

Синхронная машина (рис. 1.3) получается из обобщенной машины, если к одной паре обмоток на роторе или на статоре подводить постоянный ток. При этом достаточно иметь только одну обмотку постоянного тока (обмотку возбуждения), у которой результирующая МДС равна геометрической сумме МДС двух обмоток.

Если обмотка возбуждения расположена на роторе, вращающемся с частотой n, то обмотки статора пересекаются магнитным потоком Ф и в них индуцируются ЭДС, имеющие частоту $f=pn/60$, сдвинутые по фазе на угол 90°. При прохождении по обмоткам статора переменного тока создается поле статора (якоря), вращающееся с той же скоростью, что и ротор, и в том же направлении.

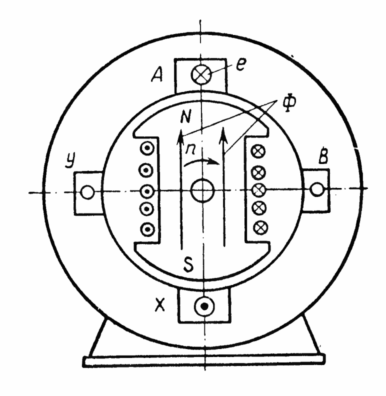


Рис. 1.3. Схема синхронной машины

Таким образом, и в синхронной машине магнитные поля статора и ротора взаимно неподвижны. Это имеет место при любой угловой скорости ротора, так как частота ЭДС обмоток статора изменяется с изменением скорости ротора.

Следовательно, синхронная машина может работать только со скольжением, равным нулю.

Машина постоянного тока образуется из синхронной, если ее якорь снабдить коллектором, который в генераторном режиме играет роль выпрямителя, а в двигательном — преобразователя частоты (рис. 1.4). Благодаря наличию коллектора по обмотке якоря проходит переменный ток, а во внешней цепи, связанной с якорем,— постоянный. Своеобразие работы коллекторной машины по сравнению со статическими выпрямителями и преобразователями частоты будет показано ниже.

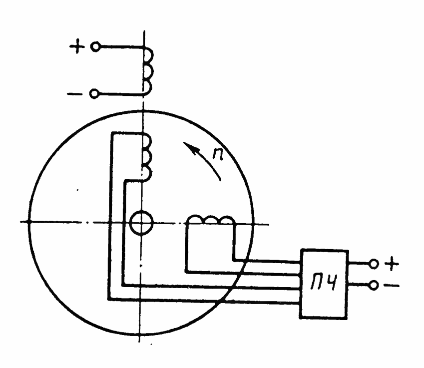


Рис. 1.4. Схема образования машины постоянного тока из синхронной

Общность электрических машин всех типов порождает сходство и в отдельных вопросах теории и в конструкции машин. Не только вал, подшипники, вентиляторы, станина, подшипниковые щиты имеют сходную конструкцию у всех электрических машин. Якорь машин постоянного тока набирается из тонких (0,35—0,5 мм) листов электротехнической стали так же, как якорь синхронной машины и сердечники ротора и статора асинхронной машины. Сходную конструкцию имеют и зубцовые зоны всех машин. Особняком стоит коллектор машины постоянного тока — весьма специфичный и трудоемкий узел машины. Однако в производстве машин малых мощностей постоянного тока и синхронных и даже машин постоянного тока и асинхронных (машин постоянного тока с распределенными обмотками) возможна существенная унификация.

Трансформатор получается из обобщенной машины, если ротор неподвижен и оси соответствующих обмоток статора и ротора совпадают. При этом можно рассматривать отдельно каждую пару рядом расположенных обмоток, так как если ротор неподвижен, то отсутствует магнитная связь между обмотками, смещенными в пространстве на 90°.

Хотя физические процессы в трансформаторе и в электрических машинах других типов сходны, неподвижность ротора обусловила конструктивные различия между ними: ликвидирован воздушный зазор в магнитопроводе и обе обмотки располагаются на одном стержне. Правда, в особых случаях (вращающийся трансформатор, индукционный регулятор и т. п.) трансформатор имеет конструкцию асинхронной машины.

1.2. Комплексные уравнения электрических машин

В установившихся режимах, когда угловая скорость ротора, электромагнитный момент, действующие значения токов и напряжений постоянны, процессы в электрических машинах описываются несложными комплексными уравнениями.

Трансформатор, как указывалось выше, можно рассматривать как заторможенную машину, так как обмотки, сдвинутые в пространстве на 90°, электромагнитно не связаны между собой. Рассмотрим электрическую (рис. 1.5, *а*) и конструктивную (рис. 1.5, *б*) схемы однофазного трансформатора. Обмотка, к которой подведено синусоидальное напряжение U_1, называется *первичной,* а другая, к которой присоединена нагрузка $Z_н$,— *вторичной.* Для этих обмоток при равенстве чисел витков $w_1=w_2$ для установившегося режима

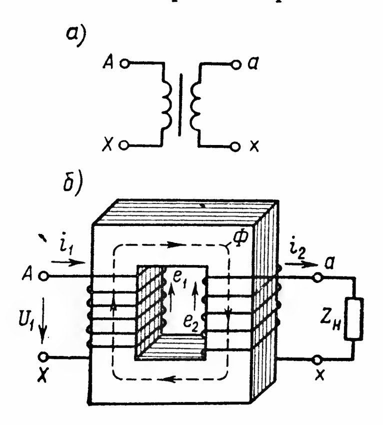


Рис. 1.5. Схема и конструкция броневого однофазного трансформатора

$$\left.\begin{aligned}\dot U_1&=\dot I_1 r_1+j\omega L_1\dot I_1+jM\dot I_2;\\ j\omega M\dot I_1&+\dot I_2 r_2+j\omega L_2\dot I_2+Z_н I_2=0.\end{aligned}\right\}\quad(1.7)$$

Физический смысл этих уравнений станет яснее, если учесть, что

$$\left.\begin{aligned}j\omega L_1\dot I_1&=j\omega(M+L_{\sigma1})\dot I_1=j\omega M\dot I+j\omega L_{\sigma1}\dot I_1;\\ j\omega L_2\dot I_2&=j\omega(M+L_{\sigma2})\dot I_2=j\omega M\dot I_2+j\omega L_{\sigma2}\dot I_2,\end{aligned}\right\}\quad(1.8)$$

где $L_{\sigma1}$ и $L_{\sigma2}$ — индуктивности, обусловленные потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток; M — взаимоиндуктивность.

Подставляя $L_1=L_{\sigma1}+M$ и $L_2=L_{\sigma2}+M$ в (1.7) и учитывая, что

$$\dot I_0=\dot I_1+\dot I_2,\quad(1.9)$$

$$Z_н\dot I_2=\dot U_2,\quad(1.10)$$

получим

$$\begin{aligned}\dot U_1&=\dot I_1 r_1+j\omega M\dot I_1+j\omega L_{\sigma1}\dot I_1+j\omega M\dot I_2=\dot I_1 r_1+j\omega L_{\sigma1}\dot I_1+\\ &+j\omega M(\dot I_1+\dot I_2)=\dot I r_1+j\omega L_{\sigma1}\dot I_1+j\omega M I_0.\end{aligned}\quad(1.11)$$

Учитывая, что $-j\omega M I_0=\dot E_1$; $\omega L_{\sigma1}=x_1$, получим

$$\boxed{\dot U_1+\dot E_1=\dot I_1 r_1+j\dot I_1 x_1.}\quad(1.12)$$

Аналогично для вторичной обмотки

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - j\dot{I}_2 x_2. \tag{1.13}$$

Для системы уравнений (1.9), (1.12) и (1.13), описывающей процессы в трансформаторе, можно составить эквивалентную электрическую схему (рис. 1.6, *а*), где

$$Z_0 = E_1/I_0 = \omega M. \tag{1.14}$$

В реальном трансформаторе Z_0 содержит и активное сопротивление, потери в котором равны потерям в стали.

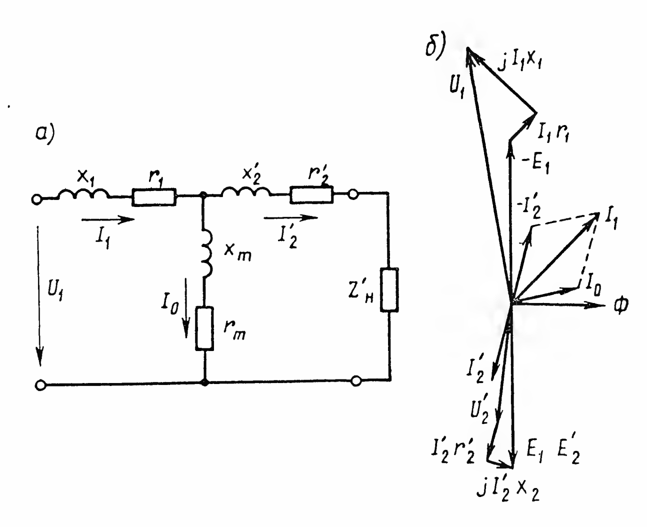


Рис. 1.6. Схема замещения и векторная диаграмма трансформатора

На рис. 1.6, *б* представлена векторная диаграмма трансформатора, где кроме токов, напряжений и падений напряжений показан основной магнитный поток трансформатора, или поток взаимоиндукции, создающий ЭДС E_1 в E_2 в первичной и во вторичной обмотках.

Мгновенное и действующее значения ЭДС связаны с потоком Ф соответственно

$$e_1 = -w_1 d\Phi/dt, \tag{1.15}$$

$$E_1 = 4{,}44 f w_1 \Phi_m, \tag{1.16}$$

где w_1 — число витков первичной обмотки; Φ_m — амплитуда магнитного потока.

Аналогично для вторичной обмотки

$$E_2 = 4{,}44 f w_2 \Phi_m. \tag{1.17}$$

Разница E_1 и E_2 зависит только от чисел витков; их отношение называется *коэффициентом трансформации*

$$k = E_1/E_2 = w_1/w_2. \quad (1.18)$$

При холостом ходе $I_2=0$, $\dot I_1 = \dot I_0$, $\dot U_{20} = \dot E_2$ и $\dot U_{10} \approx \dot E_1$, так как падения напряжения в этом режиме очень невелики из-за малости тока, и

$$\boxed{U_{10}/U_{20} = E_1/E_2 = k.} \quad (1.19)$$

На схеме замещения и на векторной диаграмме указываются параметры приведенного трансформатора — реальный трансформатор заменяется эквивалентным, у которого та же мощность и такие же потери, как в реальном трансформаторе, но коэффициент трансформации равен единице:

$$\left.\begin{aligned} E_2' = kE_2;\quad I_2' = (1/k)\,I_2;\\ r_2' = k^2 r_2;\quad x_2' = k^2 x_2.\end{aligned}\right\} \quad (1.20)$$

В трансформаторах падения напряжения в обмотках невелики и поэтому ЭДС E_1 мало меняется при изменении тока нагрузки:

$$-\dot E_1 = \dot U_1 - \dot I_1 r_1 - j\dot I_1 x_1 \approx \mathrm{const}, \quad (1.21)$$

вследствие чего (1.12) можно упростить:

$$\boxed{\dot U_1 + \dot E_1 \approx 0.} \quad (1.22)$$

Это уравнение показывает, что подведенное к первичной обмотке напряжение U_1 уравновешивается, в основном, ЭДС E_1, индуцируемой основным магнитным потоком. Из равенства по абсолютному значению напряжения и ЭДС следует, что при неизменном значении напряжения, подводимого к первичной обмотке, амплитуда основного магнитного потока неизменна. Это одно из главных свойств трансформатора. В крупных трансформаторах при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки магнитный поток меняется на 2...3%.

Построение векторной диаграммы трансформатора обычно начинают с наиболее стабильной величины — вектора магнитного потока Φ_m и тока холостого хода. Затем строят векторы ЭДС $\dot E_1$ и $\dot E_2$, токов $\dot I_1$ и $\dot I_2$ и т. д.

В **асинхронной машине** (рис. 1.7, *а*) обмотки статора, питаемые переменным синусоидальным напряжением U_1 с частотой f_1, создают поток, который вращается со скоростью

$$\omega_1 = 2\pi f_1/p \quad (1.23)$$

и наводит в каждом проводнике обмотки статора ЭДС

$$E_{\text{пр}} = 2{,}22 f_1 \Phi_m. \quad (1.24)$$

Электродвижущая сила витка получается путем геометрического сложения ЭДС в двух проводниках, образующих активные стороны витка:

$$E_{вит}=4{,}44 f_1 \Phi_m k_у, \tag{1.25}$$

где $k_у$ — *коэффициент укорочения,* учитывающий, что шаг витка (его ширина) отличается от величины полюсного деления.

Витки, расположенные в одноименных пазах, образуют катушку, ЭДС которой

$$E_{кат}=w_{кат} E_{вит}, \tag{1.26}$$

а катушки одной фазы соединяются последовательно (рис. 1.7, *б*) и ЭДС фазы

$$E_1=pqE_{кат} k_р, \tag{1.27}$$

где $k_р$ — *коэффициент распределения*, учитывающий то, что ЭДС в катушках смещены относительно друг друга по фазе из-за неодновременного их пересечения вращающимся магнитным потоком; q — число катушек в фазе под каждой парой полюсов.

С учетом (1.25) ЭДС фазы обмотки статора

$$E_1=4{,}44 f_1 w_1 \Phi_m k_у k_р=4{,}44 f_1 w_1 \Phi_m k_{об}, \tag{1.28}$$

где $k_{об}=k_у k_р \approx 0{,}9...0{,}95$ — *обмоточный коэффициент статора*, учитывающий уменьшение ЭДС обмотки из-за геометрического сложения ЭДС в проводниках, т. е. из-за укорочения шага витка и распределения обмотки в нескольких пазах.

Укладка обмотки в пазы улучшает кривую распределения магнитной индукции в зазоре и форму ЭДС, приближая их к синусоидальной, условия крепления обмотки, способствует охлаждению и позволяет уменьшить воздушный (немагнитный) зазор между ротором и статором, что снижает необходимую МДС обмоток. Обычно $q=2...4$ в машинах средней мощности и $q=4...8$ — в машинах большой мощности.

Для первичной обмотки статора $\dot{U}_1+\dot{E}_1=\dot{I}_1 r_1+j\dot{I}_1 x_1$. Это уравнение аналогично уравнению первичной обмотки трансформатора. В асинхронной машине, как и в трансформаторе, ЭДС E_1 колеблется мало, если нагрузка изменяется от нуля до номинала. Мало изменяется и магнитный поток асинхронной машины.

В асинхронном двигателе обмотка ротора замкнута накоротко, а угловая скорость ротора меньше угловой скорости магнитного поля

$$\omega_2 < \omega_1. \tag{1.29}$$

В этом случае ЭДС, индуцируемая в проводниках обмотки ротора (см. рис. 1.7, *а*), создает в них ток, активная составляющая которого (определяемая по правилу левой руки) образует вращающий момент, увлекающий ротор вслед за вращающимся маг-

нитным полем. В обмотке неподвижного ротора

$$E_2 = 4{,}44 f_1 w_2 \Phi_m k_{об2}, \quad (1.28а)$$

в обмотке вращающегося ротора

$$E_{2s} = 4{,}44 f_2 w_2 \Phi_m k_{об2}.$$

Поскольку

$$f_2 = p(n_1 - n_2)/60 = (pn_1/60)(n_1 - n_2)/n_1) = f_1 s, \quad (1.30)$$

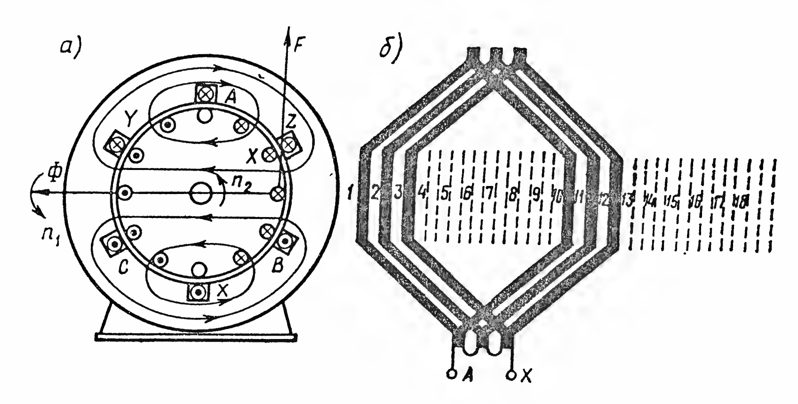


Рис. 1.7. Конструктивная схема асинхронного двигателя и одна фаза обмотки статора

где $s = (n_1 - n_2)/n_1 = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ — скольжение, то

$$E_{2s} = 4{,}44 f_1 s w_2 \Phi_m k_{об2} = sE_2. \quad (1.31)$$

Таким образом, ЭДС ротора зависит от его скорости; изменяется как значение ЭДС E_2, так и ее частота $f_2 = sf_1$.

Ток ротора также зависит от режима работы асинхронной машины:

$$I_2 = E_{2s} \Big/ \sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2} = sE_2 \Big/ \sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}, \quad (1.32)$$

где $x_{2s} = sx_2 = 2\pi f_1 s L_{\sigma 2}$ — индуктивное сопротивление ротора при его вращении; x_2 — индуктивное сопротивление обмотки неподвижного ротора, обусловленное ее потоками рассеяния.

Разделив числитель и знаменатель (1.32) на s, получим

$$I_2 = E_2 \Big/ \sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}, \quad (1.33)$$

где E_2 — ЭДС неподвижного ротора.

Таким образом, для установившегося режима асинхронной машины

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{E}_1 &= \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1, \\ \dot{E}_2 &= \dot{I}_2 r_2/s + j\dot{I}_2 x_2, \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2' &= \dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \quad (1.34)$$

Эта система уравнений такая же, как и для трансформатора, нагруженного на активное сопротивление, зависящее от скольжения:

$$\dot{U}_2=\dot{I}_2 Z_н=\dot{I}_2 r_2(1-s)/s. \quad (1.35)$$

Уравнение для вторичной обмотки для наглядности записывают в виде

$$E_2=\dot{I}_2 r_2+j\dot{I}_2 x_2+\dot{I}_2 r_2(1-s)/s, \quad (1.36)$$

так как благодаря этому четко различают электрические потери в роторе

$$p_{эл2}=m_2 I_2^2 r_2, \quad (1.37)$$

где m_2 — число фаз ротора, и механическую мощность

$$P_{мех}=m_2 I_2^2 r_2(1-s)/s. \quad (1.38)$$

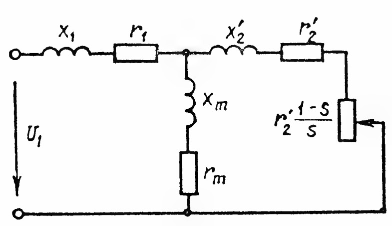


Рис. 1.8. Схема замещения асинхронного двигателя

Справедливость (1.38) следует из закона сохранения энергии: вся мощность, передаваемая из статора в ротор,

$$P_{эм}\approx m_1 I_1 E_1\cos\psi_1=m_2 I_2^2 r_2/s, \quad (1.39)$$

где m_1 — число фаз статора, состоит из механической и электрической мощностей:

$$P_{эм}=P_{мех}+p_{эл2}. \quad (1.40)$$

Поскольку электрическая мощность короткозамкнутого ротора равна мощности потерь в обмотке, очевидна справедливость выражения (1.38).

На рис. 1.8 изображена схема замещения асинхронного двигателя со вторичной обмоткой, приведенной к первичной. Как и в случае трансформатора, при приведении

$$E'_2=E_1, \quad (1.41)$$

т. е. обмотки приводятся к одному и тому же числу витков. Но, кроме этого, нужно привести число фаз вторичной обмотки к числу фаз первичной обмотки:

$$m_1 E'_2 I'_2=m_2 E_2 I_2. \quad (1.42)$$

Режим работы вращающейся машины характеризуется электрическими уравнениями ее обмоток и уравнением моментов на ее валу

$$\boxed{M=M_{ст}+J\frac{d\omega_2}{dt},} \quad (1.43)$$

где M — электромагнитный момент машины; $M_{ст}$ — статический тормозящий момент на валу; J — момент инерции.

В установившемся режиме $Jd\omega_2/dt=0$.

Электромагнитный момент машины

$$M=\frac{P_{эм}}{\omega_1}=\frac{m_1}{\omega_1}I_2'^2\frac{r_2'}{s}=\frac{m_1E_1^2r_2'}{\omega_1 s\left(r_2'^2/s^2+x_2'^2\right)}. \qquad (1.44)$$

В режимах, близких к номинальным, $E_1\approx\text{const}$ и значение электромагнитного момента максимально при скольжении s_{max}, соответствующем условию $\partial M/\partial s=0$, т. е.

$$\frac{d}{ds}\left(\frac{1}{r_2'^2/s+sx_2'^2}\right)=0, \qquad (1.45)$$

откуда значение скольжения и момента соответственно

$$s_{max}=r_2'/x_2'=r_2/x_2, \qquad (1.46)$$

$$M_{max}=m_1E_1^2/(2\omega_1x_2'). \qquad (1.47)$$

Разделив (1.44) на (1.47), после преобразований получим

$$M/M_{max}=2/(s/s_{max}+s_{max}/s). \qquad (1.48)$$

Рис. 1.9. Механическая характеристика асинхронного двигателя

Механическая характеристика асинхронного двигателя, построенная по (1.48), представлена на рис. 1.9. Скольжение s_{max}, соответствующее максимальному моменту, обычно равно 0,15...0,2, т. е. активное сопротивление ротора r_2 выбирается небольшим для уменьшения потерь в нем и повышения коэффициента полезного действия. В номинальном режиме скольжение равно 0,01...0,04, т. е. электрические потери в роторе относительно небольшие. Частота ЭДС в обмотке ротора при этом очень мала: $f_2=sf_1\approx0{,}5...2{,}0$ Гц, и потерями в стали можно пренебречь. Угловая скорость ротора

$$\omega_2=\omega_1(1-s_{ном})\approx(0{,}99...0{,}96)\,\omega_1 \qquad (1.49)$$

очень близка к угловой скорости магнитного поля и $n_2\approx n_1$.

В **синхронной машине** магнитное поле ротора вращается вместе с ним и индуцирует в обмотке якоря (статора) переменную ЭДС

$$E=4{,}44fw\Phi_mk_{об}.$$

В генераторном режиме при симметричной нагрузке по обмоткам якоря проходит переменный ток, создающий вращающееся магнитное поле, угловая скорость которого ω_a строго соответствует угловой скорости ротора ω_2, так как $f=p\omega_2/(2\pi)$ и $\omega_a=2\pi f/p=\omega_2$. Следовательно, и в синхронной машине магнитные поля ротора и статора взаимно неподвижны.

Главное различие в свойствах асинхронных и синхронных машин обусловлено тем, что у синхронной машины МДС обмотки возбуждения, обтекаемой постоянным током, не зависит от тока обмотки статора. Вследствие этого результирующее поле синхронной машины сильно зависит от нагрузки, а не остается почти неизменным, как в асинхронной машине и трансформаторе.

Для каждой фазы обмотки статора

$$\dot U=\dot E_0+\dot E_a-\dot I_a x_\sigma-\dot I_a r_a. \tag{1.50}$$

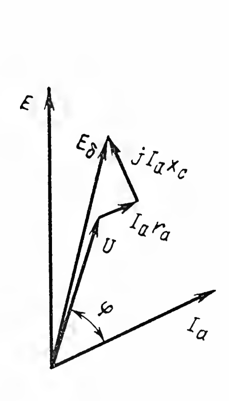


Рис. 1.10. Векторная диаграмма синхронного генератора с неявновыраженными полюсами

Рис. 1.11. Векторная диаграмма синхронного генератора с явновыраженными полюсами

Пренебрегая насыщением, можно считать ЭДС E_a пропорциональной току якоря:

$$\dot E_a=-j\dot I_a x_a, \tag{1.51}$$

и тогда (1.50) примет вид

$$\boxed{\dot U=\dot E_0-j\dot I_a x_a-j\dot I_a x_\sigma-\dot I_a r_a=\dot E_0-j\dot I_a x_c-\dot I_a r_a,} \tag{1.52}$$

где $x_c=x_a+x_\sigma$ — синхронная индуктивность машины.

Векторная диаграмма синхронной машины, построенная по уравнению (1.52), показана на рис. 1.10.

Если машина имеет явновыраженные полюсы, то векторную диаграмму (рис. 1.11) строят по уравнению

$$\boxed{\dot U=\dot E_0-j\dot I_d x_d-j\dot I_q x_q-\dot I_a r_a,} \tag{1.53}$$

где $I_d=I_a\sin\psi$ — составляющая тока по продольной оси; $I_q=$ $=I_a\cos\psi$ — то же, по поперечной оси; x_d и x_q — индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям соответственно.

Уравнения (1.52) и (1.53) и соответствующие им векторные диаграммы справедливы лишь при отсутствии насыщения.

Поскольку МДС и поток в синхронных машинах сильно зависят от режима работы, погрешность векторных диаграмм синхронных машин (в отличие от погрешностей диаграмм асинхронных и трансформаторов) довольно велика. Вследствие этого часто и для машин с явновыраженными полюсами строят более простые диаграммы по (1.52).

Электромагнитный момент синхронной машины (с неявновыраженными полюсами)

$$\boxed{M = P_{\text{эм}}/\omega_1 \approx mUE_0 \sin\theta/(\omega_1 x_c).} \qquad (1.54)$$

В машинах постоянного тока используются еще более простые уравнения

$$\boxed{E = c_E \Phi n,} \qquad (1.55)$$

$$\boxed{M = c_M \Phi I_a.} \qquad (1.56)$$

В генераторном и двигательном режимах соответственно

$$\boxed{U = E - I_a R_a,} \qquad (1.57)$$

$$\boxed{U = E + I_a R_a.} \qquad (1.58)$$

Различие знаков в правой части формул (1.57) и (1.58) объясняется тем, что в генераторном режиме положительным ток считается, как и в машинах переменного тока, если он совпадает по фазе с ЭДС, а в двигательном режиме за положительное принимается обратное направление тока. Поскольку постоянный ток может быть только в фазе или в противофазе с ЭДС, такое изменение знака не приводит ни к путанице, ни к ошибкам. Конечно, такая вольность с изменением знаков недопустима при переменном токе и поэтому обычно принимают положительным такое направление тока, при котором его активная составляющая совпадает по фазе с ЭДС источника.

1.3. Преобразование переменного тока в постоянный и постоянного в переменный

Электроэнергия вырабатывается на электростанциях синхронными генераторами, т. е. генераторами переменного тока, который удобно преобразовывать трансформаторами и передавать на большие расстояния. Между тем имеется ряд технологических процессов, требующих постоянного тока: электролиз, зарядка аккумуляторов и т. д. Поэтому часто возникает необходимость преобразования переменного тока в постоянный и обратно.

Широко распространенные в начале XX в. электромашинные преобразователи (одноякорные преобразователи и мотор-генераторные установки) уступили свое место более компактным и бесшумным полупроводниковым выпрямителям. Благодаря высоким

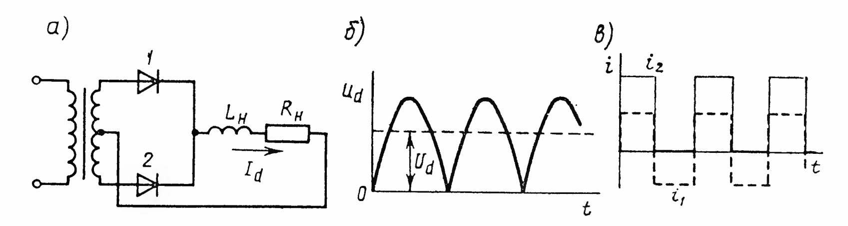


Рис. 1.12. Двухтактный однофазный выпрямитель

эксплуатационным показателям и малым габаритам полупроводниковых выпрямителей появилась тенденция к замене генераторов постоянного тока синхронными генераторами, имеющими на выходе полупроводниковый выпрямитель. Таким образом, появились новые классы машин — трансформаторов и синхронных,— постоянно работающих с выпрямителями. Однако работа электрической машины на выпрямитель имеет особенности, которые надо учитывать при проектировании этих машин и анализе процессов, происходящих в них.

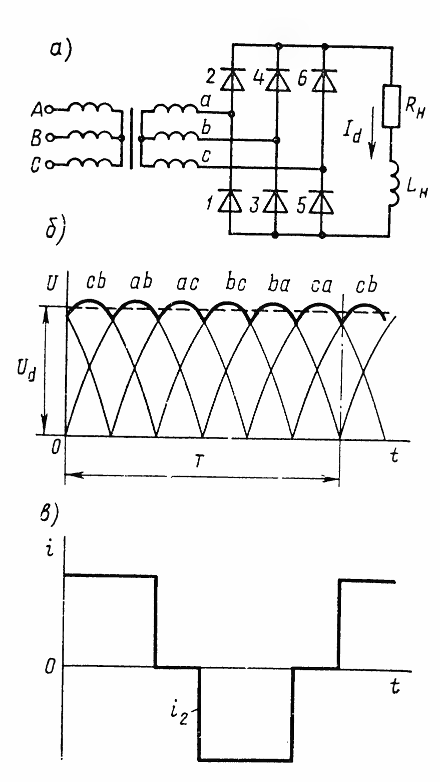


Рис. 1.13. Трехфазный мостовой выпрямитель

Преобразование переменного тока в постоянный производится с помощью полупроводниковых вентилей, имеющих одностороннюю проводимость. На рис. 1.12 и 1.13 показаны наиболее распространенные схемы выпрямителей: однофазного (рис. 1.12, *а*) и трехфазного (рис. 1.13, *а*) и кривые напряжений и токов (рис. 1.12, *б*, *в*, рис. 1.13, *б*, *в* соответственно).

Через полупроводниковые вентили (диоды) ток может проходить только тогда, когда положительный потенциал приложен к аноду (в направлении вершины треугольника на рис. 1.12, *а*), в связи с чем напряжение на нагрузке — пульсирующее.

При однофазном выпрямлении пульсации напряжения на нагрузке весьма значительны, а частота переменной составляющей в 2 раза выше частоты переменного тока (рис. 1.12, *б*). При трехфазном мостовом выпрямлении схема получается шеститактной и пульсации напряжения невелики — менее 6% от постоянной составляющей (рис. 1.13, *б*).

Ток в цепи нагрузки обычно сглажен сильнее, чем напряжение, так как цепь нагрузки часто содержит индуктивность, представляющую большое сопротивление для переменной составляющей тока и малое — для постоянной.

Если считать ток в нагрузке I_d полностью сглаженным, то по обмоткам трансформатора проходит ток, имеющий вид прямоугольников (рис. 1.12, *в* и 1.13, *в*), содержащий высшие гармоники, повышающие нагрев обмоток. Кроме того, при использовании схем выпрямления с нулевой точкой имеется постоянная составляющая тока в обмотках (рис. 1.12, *б*). Из-за этого резко возрастает действующее значение тока и нужно принимать меры против создания постоянного подмагничивания стержня. Для предотвращения этого явления, например, в однофазных трансформаторах применяют либо *броневую* конструкцию (рис. 1.14), либо на каждом стержне располагают все обмотки трансформатора, деля их пополам.

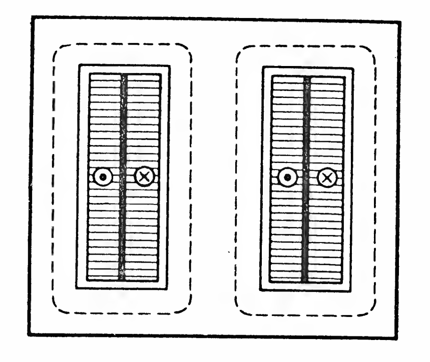


Рис. 1.14. Схематический чертеж броневого трансформатора

Большое влияние на работу выпрямителя (рис. 1.15, *а*) оказывает коммутация тока — процесс перехода с одного вентиля на другой.

Из-за наличия индуктивностей в токопроводящей цепи и индуктивности, обусловленной потоками рассеяния трансформатора, ток с одного вентиля переходит на другой не мгновенно, а за период коммутации $T_к$, которому соответствует угол коммутации γ (рис. 1.15, *б*).

Для простоты предположим, что ток в нагрузке I_d идеально сглажен. Тогда сумма токов через первый и второй вентили i_{a1} и i_{a2} в процессе коммутации неизменна:

$$\boxed{I_{a1}+I_{a2}=I_d=\text{const.}} \qquad (1.59)$$

В момент начала коммутации, когда значение ЭДС проходит через нуль и меняет знак, обмотка трансформатора становится замкнутой накоротко и для ее контура можно написать уравнение

$$2e_2=i_{a1}R_1-i_{a2}R_2+L_a di_{a1}/dt-L_a di_{a2}/dt. \qquad (1.60)$$

Учитывая, что $i_{a2}=I_d-i_{a1}$ и $di_{a2}/dt=-di_{a1}/dt$, получим основное уравнение коммутации

$$\boxed{e_2-L_a di_{a1}/dt=i_{a1}R_1-i_{a2}R_2=\Delta U_1-\Delta U_2.} \qquad (1.61)$$

Пренебрегая незначительной разницей в падениях напряжения ($\Delta U_1-\Delta U_2\approx 0$), определим

$$i_{a1}=\frac{1}{L_a}\int\limits_0^t e_2 dt+C. \qquad (1.62)$$

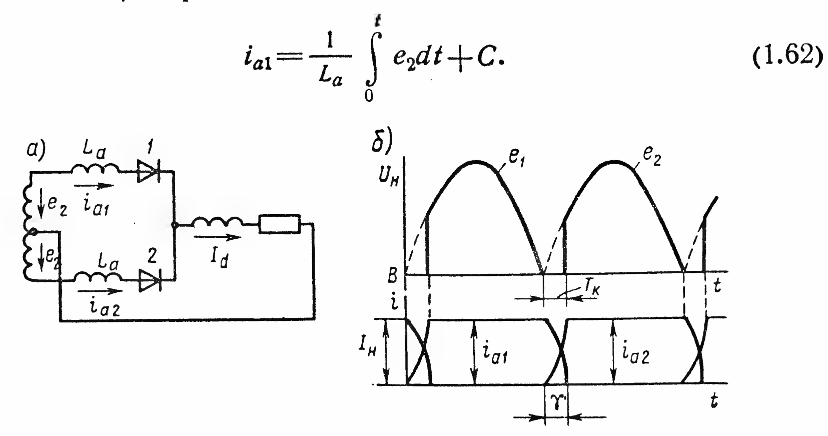


Рис. 1.15. Мощный выпрямитель с вынесенной индуктивностью обмоток трансформатора

Так как $e_2=E_m\sin\omega t$, $i_{a1}=I_d$ при $t=0$, из (1.62) следует

$$\boxed{1-\cos\gamma=I_d\omega L_a/E_m=I_d x_a/E_m.} \qquad (1.63)$$

Во время коммутации напряжение на нагрузке $U_d=0{,}5(e_{2a}+$ $+e_{2b})$ и в однофазном выпрямителе равно нулю (рис. 1.15, *б*). Следовательно, из-за коммутации уменьшается выпрямленное напряжение и увеличивается его пульсация. Поскольку угол коммутации γ тем больше, чем больше ток нагрузки I_d и индуктивное сопротивление x_a, для повышения качества выпрямителя желательно, чтобы питающая его машина имела небольшое индуктивное сопротивление. В трансформаторе x_a равно индуктивному сопротивлению, обусловленному потоками рассеяния, и определяется из опыта короткого замыкания. В синхронном генераторе

$$x_a\approx 0{,}5\,(x_d''+x_2)\approx 0{,}25\,(3x_d''+x_q''), \qquad (1.64)$$

где x_d'' и x_q'' — сверхпереходные индуктивности по продольной и поперечной осям соответственно, учитывающие наличие тока в демпферной обмотке.

Таким образом, синхронные генераторы, предназначенные для работы на выпрямитель, должны быть рассчитаны на работу с несинусоидальным током и иметь демпферную обмотку.

Коэффициент мощности генератора, работающего на нерегулируемый выпрямитель,

$$k_M \approx \nu \cos \varphi, \tag{1.65}$$

где $\nu \approx 0{,}9$ — коэффициент искажения; $\varphi \approx 0{,}5\gamma$ — угол сдвига тока относительно первой гармоники напряжения.

Преобразование постоянного тока в переменный производится с помощью инверторов, в которых используются управляемые вентили: транзисторы, тиристоры и др.

Схема однофазного инвертора представлена на рис. 1.16. Включение вентилей инвертора производится поочередно каждый полупериод таким образом, чтобы направление тока во вторичной обмотке трансформатора было противоположно направлению ЭДС в этой обмотке, т. е. чтобы энергия передавалась от источника постоянного тока в сеть переменного тока.

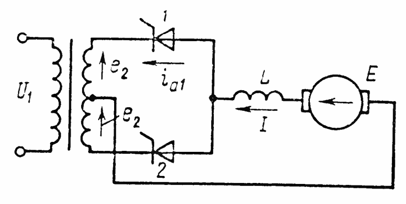


Рис. 1.16. Схема однофазного инвертора

Инверторы имеют сравнительно сложную систему автоматического управления, что ведет к повышению их стоимости и уменьшению надежности по сравнению с неуправляемыми выпрямителями.

Кроме того, в инверторе возможно появление режима *сквозного горения*, когда ток в обмотке совпадает по фазе с ее ЭДС. Такой режим возможен либо при неисправности в системе управления, либо при слишком большом угле коммутации. При сквозном горении обычно ток возрастает до недопустимого значения и обычно полупроводниковые вентили выходят из строя. Большое число элементов в системе управления и возможность аварийного режима сквозного горения делают надежность инверторов значительно ниже, чем у неуправляемых выпрямителей: наработка на отказ уменьшается в 50...100 раз.

Перспективна идея питания от инверторов асинхронных и синхронных двигателей. Изменяя частоту включения вентилей, можно менять частоту напряжения на выводах статора двигателя и тем самым экономично (без сопротивлений) регулировать угловую скорость. Такой способ регулирования скорости называется частотным. Однако низкая надежность систем с инверторами — преобразователями частоты препятствует их широкому применению.

В настоящее время частотное регулирование скорости применяется только в особых условиях, где не могут работать двигатели постоянного тока, погруженные в жидкость: двигатели судов, нефтепроводов, двигатели шаровых мельниц и т. д.

Имеются экспериментальные образцы с частотным регулированием в крановом и тяговом электрооборудовании.

В машине постоянного тока имеется своеобразный преобразователь — коллектор, который в генераторном режиме является выпрямителем, а в двигательном — преобразователем частоты.

Конструкция машины постоянного тока сходна с конструкцией обращенной синхронной машины, у которой обмотка якоря находится на роторе, а магнитные полюсы неподвижны.

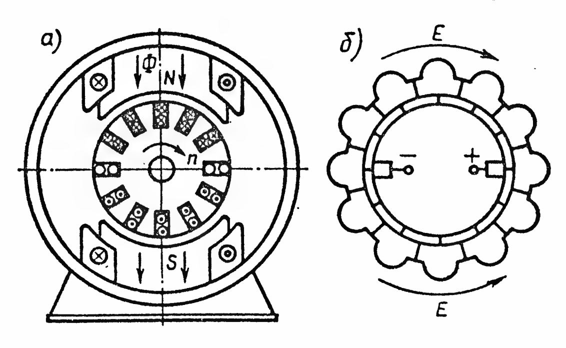


Рис. 1.17. Устройство машины постоянного тока

При вращении якоря (ротора) в проводниках обмотки индуцируется ЭДС, направленная так, как это показано на поперечном разрезе рис. 1.17, *а*.

В проводниках, расположенных по одну сторону линии симметрии, разделяющей полюсы, ЭДС направлена всегда в одну сторону, независимо от угловой скорости. При вращении одни проводники уходят под другой полюс, на их место приходят другие проводники, а в пространстве, под полюсом одной полярности, картина почти неподвижна, только одни проводники сменяются другими. Следовательно, возможно получить практически неизменную ЭДС от этой части обмотки.

Постоянная ЭДС получается с помощью скользящего контакта между обмоткой и внешней электрической цепью.

Проводники соединяются в витки с шагом $y \approx \tau$, как в машинах переменного тока, а затем витки соединяются последовательно один за другим, образуется замкнутая обмотка.

В половине обмотки (в двухполюсной машине) наводится ЭДС одного знака, а в другой — противоположного, как показано на эквивалентной схеме обмотки (рис. 1.17, *б*). По контуру обмотки ЭДС в ее частях направлены встречно и взаимно уравновешиваются. Вследствие этого при холостом ходе генератора, т. е. при отсутствии внешней нагрузки, по обмотке якоря ток не проходит.

Внешняя цепь соединяется с якорем через щетки, устанавливаемые на геометрической нейтрали.

Для улучшения контакта щетки выполняются в виде прямоугольных графитовых брусков, а скользят они по поверхности коллектора, который собирается из медных пластин, изолированных друг от друга.

В крупных машинах начало и конец каждого витка присоединяются к коллекторным пластинам; в малых машинах пластин

меньше, чем витков, и поэтому между двумя пластинами припаивается часть обмотки из нескольких витков — секция.

Под нагрузкой через проводники якоря проходит ток, направление которого определяется направлением ЭДС.

В связи с тем что ток нагрузки постоянен, в витках обмотки якоря ток имеет форму, близкую к прямоугольной (рис. 1.18, *а*).

При переходе витка из одной параллельной ветви в другую он замыкается накоротко щеткой на время, называемое *периодом коммутации* (рис. 1.18, *б*)

$$T_к = b_щ/v_{кол}, \quad (1.66)$$

где $b_щ$ — ширина щетки; $v_{кол}$ — линейная скорость точки, находящейся на поверхности коллектора.

В простейшем случае, когда щетка у́же коллекторной пластины, для секции, замкнутой щеткой (рис. 1.18, *в*),

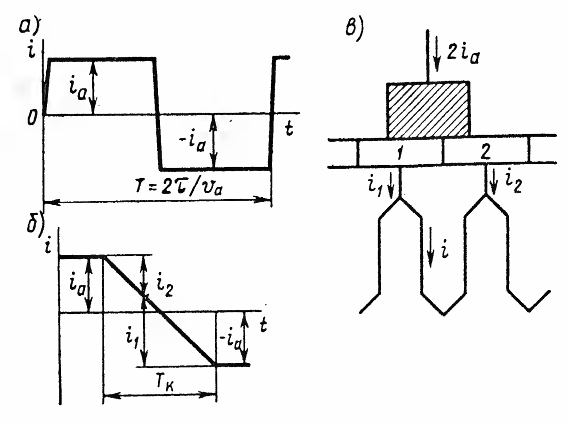


Рис. 1.18. Диаграммы токов при коммутации

$$e_к = i_1R_1 - i_2R_2 + iR_с + L_{рез}di/dt, \quad (1.67)$$

где $i_1R_1 = \Delta U_1$ и $i_2R_2 = \Delta U_2$ — падение напряжения в щеточном контакте соответственно с первой и второй коллекторной пластинами; $R_с$ — активное сопротивление секции; $L_{рез}$ — результирующая индуктивность секции; $e_к$ — ЭДС от внешнего поля.

Пренебрегая $iR_с$ ввиду малости $R_с$, получим

$$\boxed{e_к - L_{рез}di/dt = \Delta U_1 - \Delta U_2.} \quad (1.68)$$

Полученное основное уравнение коммутации (1.68) *совпадает с уравнением коммутации в выпрямителе* (1.61). Решение этого уравнения легко получить, предположив, что $\Delta U_1 - \Delta U_2 \approx 0$,

$$i_1 = 2i_a + e_{к.ср}t/L_{рез}. \quad (1.69)$$

Чтобы при выходе из-под щетки первой пластины не происходил разрыв тока, в момент времени $t = T_к$ ток через первую пластину должен быть равен нулю: $i_1(T_к) = 0 = 2i_a + e_{к.ср}T_к/L_{рез}$, откуда

$$\boxed{e_{к.ср} = -L_{рез}2i_a/T_к.} \quad (1.70)$$

Это условие безыскровой коммутации сводится к тому, чтобы во всех режимах угол коммутации γ был неизменен:

$$\gamma = \omega T_к = 2v_a b_щ / D_a v_{кол} = 2b'_щ / D_a, \qquad (1.71)$$

где D_a — диаметр якоря; v_a — линейная скорость точки, находящейся на поверхности якоря; $b'_щ = b_щ D_a / D_{кол}$ — ширина щетки, приведенная к диаметру якоря.

Для выполнения этого условия ЭДС в зоне коммутации ЭДС $e_к$ создается специальными добавочными полюсами, обмотка которых включена последовательно в цепь якоря, а их магнитная цепь делается ненасыщенной.

Процесс коммутации в выпрямителях, инверторах и в машинах постоянного тока сходен. И в том и в другом случаях процесс изменения тока в период коммутации определяется значением и формой ЭДС в короткозамкнутом контуре. Поэтому нельзя уподоблять коллектор механическому выпрямителю, как это иногда делается [3].

Наличие коллектора вносит и свои особенности: усложняется конструкция машины и более дорогой становится эксплуатация. Однако эти недостатки электрических машин искупаются их основным преимуществом: в двигательном режиме случайные нарушения коммутации обычно приводят к небольшому подгару коллектора и щеток, а не к аварийному режиму *опрокидывания,* как в инверторах.

Вследствие этого надежность коллекторной машины постоянного тока значительно выше надежности системы «асинхронный двигатель — преобразователь частоты», ее КПД на 3...5% выше, машина значительно дешевле, имеет меньшие габариты и массу.

Эти преимущества и заставляют отдавать предпочтение машине постоянного тока, ограничивая применение асинхронного двигателя с частотным регулированием узкими рамками специфических устройств (двигатели, работающие в жидкости, и т. д.).

1.4. Конструктивное выполнение электрических машин

Электрические машины разных типов имеют много сходных узлов, что объясняется общностью процесса электромеханического преобразования энергии, совершающегося в них. Почти все машины имеют вращающийся ротор и неподвижный статор. Части машины, по которым замыкается переменный магнитный поток, набираются из изолированных листов электротехнической стали. Все машины можно разделить на явнополюсные, к которым относятся машины постоянного тока и тихоходные синхронные машины (гидрогенераторы и большинство синхронных двигателей), и неявнополюсные — асинхронные машины и быстроходные синхронные (турбогенераторы и некоторые двигатели).

В машинах постоянного тока явновыраженные полюсы, питаемые постоянным током, обычно располагаются на статоре, в синхронных машинах — на роторе и только в машинах малой мощности они иногда располагаются на статоре (*обращенная машина*).

В последние годы некоторые машины постоянного тока небольшой мощности (до 15 кВт) выполняются с неявновыраженными полюсами (с распределенными обмотками на статоре). Благодаря этому конструкция машины постоянного тока унифицируется с конструкцией асинхронной и это позволяет для их изготовления использовать однотипные станки-автоматы.

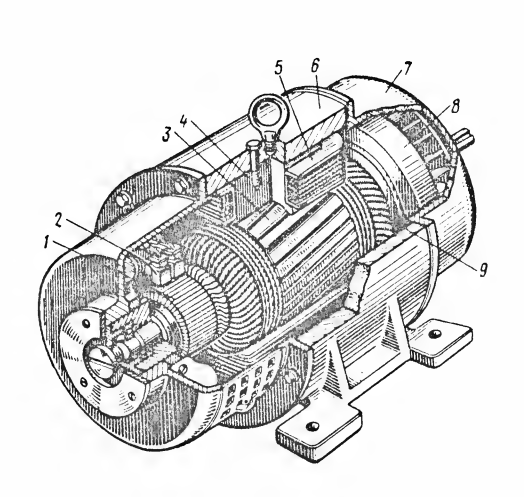


Рис. 1.19. Конструкция машины с подшипниковыми щитами:
1 — коллектор, 2 — щетки, 3 — сердечник якоря, 4 — главный полюс, 5 — катушка обмотки возбуждения, 6 — корпус, 7 — подшипниковый щит, 8 — вентилятор, 9 — обмотка якоря

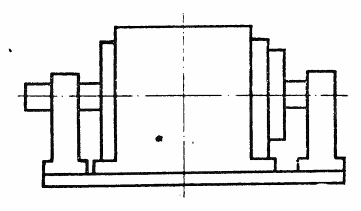


Рис. 1.20. Схематический чертеж машины со стояковыми подшипниками

Вал ротора машин малой и средней мощности (до 1000... 2000 кВт) располагается в шариковых или роликовых подшипниках, крепящихся в подшипниковых щитах (рис. 1.19).

Для машин большей мощности делаются стояковые подшипники скольжения (рис. 1.20).

По стандарту различаются девять основных конструктивных групп, в зависимости от способа крепления вала и подшипников, и в каждую группу входят несколько форм исполнения [16].

Машины различают также по степени их защищенности от попадания в машину посторонних предметов, влаги, пыли и т. д. и от возможного соприкосновения обслуживающего персонала с токоведущими и вращающимися частями, находящимися внутри машины. ГОСТом устанавливается буквенно-цифровое обозначение исполнения по защищенности, состоящее из двух букв и двух цифр. Первая из них (от 0 до 6) характеризует степень защищенности персонала от соприкосновения с токоведущими или вращающимися частями. Вторая (от 0 до 8) — степень защиты самой машины от попадания в нее влаги. Чем больше цифра, тем больше степень

защищенности. Цифры 4 и более указывают, что машина является закрытой (рис. 1.21). Такие машины могут работать в пыльных и загрязненных помещениях и даже в воде (исполнение IP57). Однако чем лучше защищена машина, тем сложнее производить охлаждение ее активных частей: обмоток, зубцов, ярма и т. д.

Машины с низкой степенью защищенности (IP22, IP23) охлаждаются воздухом, забираемым из окружающего пространства и прогоняемым через машину. Закрытые машины имеют наружный обдув или замкнутую систему вентиляции (см. гл. 9).

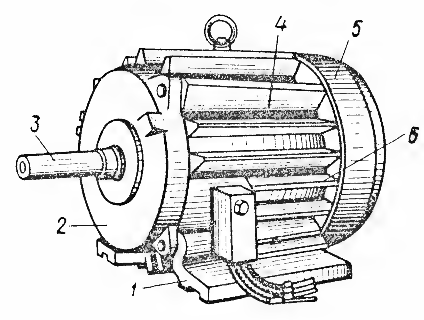


Рис. 1.21. Общий вид закрытой машины:

1 — лапы для крепления, *2* — подшипниковый щит, *3* — вал, *4* — станина, *5* — кожух, *6* — охлаждающие ребра

В СССР широко распространены массовые серии электрических машин для общепромышленного применения (*машины нормального исполнения*). С 1950 г. асинхронные двигатели выпускаются в виде единых серий (в настоящее время — серия 4А).

Машины постоянного тока изготавливаются серии П, которая с 1975 г. частично заменена серией 2П. Сейчас подготовлена к выпуску серия 4П.

Серийные машины имеют стандартный ряд мощностей — от 0,06 до 1000 кВт, приведенных ниже:

0,06; 0,09; 0,12; 0,18; 0,25; 0,37; 0,55; 0,75; 1,1; 1,5; 2,2; 3,0; 4,0; 5,5; 7,5; 11,0; 15; 18,5; 22; 30; 37; 45; 55; 75; 90; 110; 132; 160; 200; 250; 315; 400; 500; 630; 800; 1000.

Стандартизованы и некоторые основные размеры (диаметры ротора и статора и т. д.), например высота центра вала, что позволяет упростить соединение электрической машины с другими механизмами.

Продолжается и мелкосерийный выпуск уникальных машин (двигателей прокатных станов, гребных двигателей ледоколов, турбо- и гидрогенераторов и т. д.), а также машин, работающих в специфических условиях (тяговые электрические машины, стартеры и т. д.).

Выпускаемая продукция аттестуется по двум категориям качества.

Продукция высшей категории соответствует или превосходит по технико-экономическим показателям высшие достижения отечественной и зарубежной техники. Этой продукции присваивается Знак качества.

К первой категории относится продукция, которая по своим технико-экономическим показателям соответствует современным требованиям действующих стандартов и технических условий.

Вопросы для самопроверки

1 Как от обобщенной машины перейти к трансформатору? к асинхронной машине? к синхронной?

2. Докажите взаимную неподвижность МДС статора и ротора синхронной машины. То же, для асинхронной машины.

3. Покажите, как происходит переход из двигательного режима в генераторный в асинхронной машине. То же, в синхронной машине.

4. Почему в асинхронной машине отношение тока холостого хода к номинальному больше, чем в трансформаторе?

5. Чему равен основной шаг обмотки в электрических машинах?

6. Для чего служит коллектор в машинах постоянного тока?

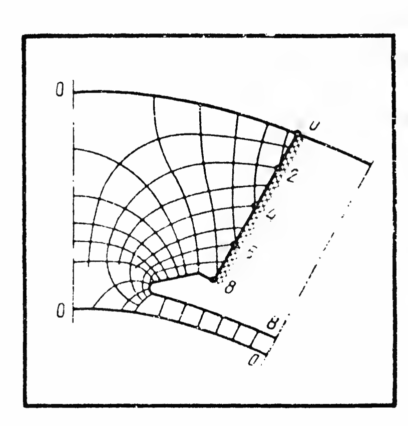
7. Каковы основные недостатки статического преобразователя частоты?

8. Какие преимущества имеет система «синхронный генератор—выпрямитель» перед генератором постоянного тока?

9. Какие преимущества имеет двигатель постоянного тока перед двигателями других типов?

10. Что общего в конструкции синхронной машины и машины постоянного тока?

11. Что общего и какие различия в процессах коммутации машин постоянного тока и статических преобразователей?



2

Магнитная система и ее расчет

Целью магнитных расчетов является установление количественной зависимости магнитного потока от тока возбуждения, а также определение магнитной индукции в отдельных частях машины, что необходимо для анализа свойств машины.

2.1. Устройство магнитной системы и принципы ее расчета

Магнитный поток в электрических машинах возникает из-за наличия тока в обмотках: в машинах постоянного тока и синхронных по обмоткам возбуждения проходит постоянный ток, по обмоткам якоря — переменный; в асинхронных машинах и трансформаторах по всем обмоткам проходит переменный ток. В малых машинах постоянного тока и синхронных иногда применяются постоянные магниты.

Для улучшения магнитной связи между обмотками и увеличения магнитного потока магнитная система машин выполняется из ферромагнитных материалов, обладающих хорошей магнитной проницаемостью. В большинстве случаев применяется *электротехническая сталь,* легированная кремнием (1...5,0%) и другими присадками, уменьшающими потери в переменном магнитном поле. Иногда применяется литая сталь, чугун, а иногда, в очень малых машинах, пермаллой и феррит.

Основной магнитный поток замыкается по стали (рис. 2.1) и через воздушный зазор между статором и ротором; потоки рассеяния замыкаются в междуполюсном пространстве и вокруг проводников, лежащих в пазах.

Цель расчета магнитной системы — установление связи между магнитным потоком и токами в обмотках машины. Кроме того, представляет интерес плотность магнитного потока — магнитная

индукция — в воздушном зазоре машины и других частях магнитопровода.

Основные положения расчета магнитной системы. Методы расчета базируются на уравнениях Максвелла.

Магнитный поток, пронизывающий замкнутую поверхность, всегда равен нулю:

$$\Phi = \oint_S \mathbf{B} dS = 0. \qquad (2.1)$$

По теореме Гаусса — Остроградского,

$$\oint_S \mathbf{B} dS = \int_V div \mathbf{B} dV = 0. \qquad (2.2)$$

Так как интегрирование ведется по объему конечной величины, а равенство интеграла нулю сохраняется при любом значении этого объема, подынтегральное выражение должно быть равно нулю:

$$\boxed{div \, \mathbf{B} = 0.} \qquad (2.3)$$

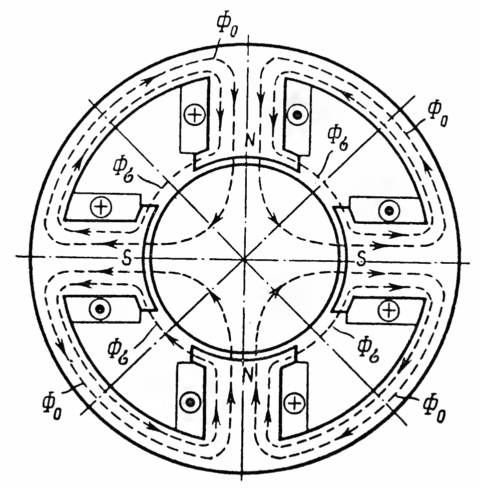


Рис. 2.1. Магнитный поток в четырехполюсной машине

Это означает, что магнитная индукция не имеет дивергенции, т. е. не имеет ни источников, ни стоков. Линии магнитной индукции всегда непрерывны и образуют замкнутые петли; они нигде не начинаются и нигде не заканчиваются. Уравнение (2.3) называется *уравнением непрерывности*.

Магнитная индукция в некоторой точке связана с напряженностью магнитного поля соотношением

$$\boxed{\mathbf{B} = \mu \mathbf{H},} \qquad (2.4)$$

где μ — магнитная проницаемость вещества.

Напряженность поля связана с плотностью тока выражениями:

$$\boxed{rot \, \mathbf{H} = \delta,} \qquad (2.5)$$

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum \mathbf{I}. \qquad (2.6)$$

Согласно (2.6) циркуляция вектора напряженности (интеграл по замкнутому контуру) равна полному току, проходящему через поверхность, охваченную циркуляцией. Это равенство называется *законом полного тока*.

Интеграл напряженности по части пути от l_1 до l_2

$$\int_{l_1}^{l_2} \mathbf{H} d\mathbf{l} = \varphi_1 - \varphi_2 = F_{12}, \qquad (2.7)$$

где φ_1 и φ_2 — скалярные магнитные потенциалы в точках *1* и *2*, а F_{12} — магнитное напряжение между точками *1* и *2*.

Часто полный ток называют *магнитодвижущей силой* (МДС) или намагничивающей силой по аналогии с электродвижущей силой. Магнитные напряжения участков называются *составляющими* МДС.

Закон Ома магнитной цепи. При практических расчетах уравнение (2.6) принимает вид

$$\boxed{F = F_1 + F_2 + F_3 + \ldots + F_k = \sum_{i=0}^{k} F_i,} \qquad (2.8)$$

где $F = \oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \Sigma I$ — МДС; $F_1, F_2, \ldots, F_k$ — магнитные напряжения однородных участков магнитопровода.

Магнитная цепь машины разбивается на следующие однородные участки, для каждого из которых определяется магнитное напряжение: F_δ — магнитное напряжение воздушного зазора; F_{Z1} — зубцового слоя статора; F_{Z2} — зубцового слоя ротора; F_a — сердечника ротора; F_j — ярма статора; F_m — сердечников электромагнитов.

С учетом (2.8)

$$\boxed{F = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_a + F_j + F_m.} \qquad (2.9)$$

В уравнениях машин конкретных видов отсутствуют некоторые члены правой части: в машинах постоянного тока часто нет зубцового слоя на статоре, в синхронных с явновыраженными полюсами — зубцов на роторе, а с неявновыраженными полюсами — сердечников электромагнитов, как и в асинхронных машинах. Однако эти различия несущественны и могут быть легко учтены в каждом конкретном случае.

В многополюсных машинах (см. рис. 2.1), в силу симметрии, можно подсчитать магнитное напряжение только для одного из параллельных контуров замыкания магнитного потока, т. е. определить поток, сцепленный с обмотками двух соседних полюсов (расчет *на пару полюсов*).

Магнитное напряжение каждого из последовательно включенных участков

$$F_i = H_i l_i, \qquad (2.10)$$

где H_i — среднее значение напряженности на данном участке; l_i — средняя длина магнитной линии данного участка.

Так как $H_i = (1/\mu_i)B_i$, а $B_i = \Phi/S_i$, где S_i — площадь расчетного сечения участка магнитопровода, то

$$F_i = \Phi l_i/(S_i\mu_i). \tag{2.11}$$

Введя понятие *магнитного сопротивления*

$$R_{mi} = l_i/(S_i\mu_i), \tag{2.12}$$

из формулы (2.11) получим

$$\boxed{F_i = \Phi R_{mi}.} \tag{2.13}$$

Формула (2.13) называется **законом Ома магнитной цепи** и полностью тождественна закону Ома электрической цепи. Однако практическое использование этой формулы ограничено качественным рассмотрением процессов.

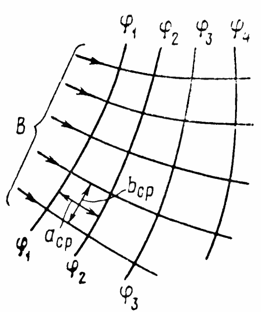


Рис. 2.2. Картина магнитного поля

Для количественных расчетов формула (2.13) неудобна по двум причинам: 1) магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода — переменная величина, так как магнитная проницаемость стали зависит от индукции в ней; 2) участки магнитопровода машин обычно имеют ширину, соизмеримую с длиной, что затрудняет определение расчетных значений площади поперечного сечения и средней длины магнитной линии.

Первое затруднение — непостоянство μ — решается сравнительно просто: магнитные расчеты ведут, задаваясь известным значением магнитного потока, затем находят индукцию, по индукции — магнитную проницаемость, затем — напряженность магнитного поля и магнитное напряжение.

То обстоятельство, что начинать расчет, задаваясь магнитным напряжением, невозможно, не вызывает сложностей на практике.

Главная трудность заключается в построении *картины поля*, по которой определяются площадь расчетного сечения и средняя длина магнитной линии.

Картина магнитного поля. Картина поля (рис. 2.2) — графическое изображение магнитного поля в пространстве. На ней показаны линии направления магнитной индукции и линии уровня (эквипотенциальные линии), связывающие между собой точки с одинаковым скалярным магнитным потенциалом. Эти линии пересекаются между собой под прямым углом, так как в точке пересечения не может быть составляющей индукции, совпадающей с эквипотенциальной линией.

Поскольку линии индукции, по определению, не могут пересекаться между собой, магнитный поток, ограниченный двумя линиями индукции, неизменен на всем их протяжении. Его значение

можно определить, найдя среднюю напряженность между соседними эквипотенциальными линиями, а затем и поток «трубки»:

$$H_{\text{ср}}=(\varphi_2-\varphi_1)/a_{\text{ср}}, \tag{2.14}$$

$$\Delta\Phi=B_{\text{ср}}b_{\text{ср}}l_a=\mu H_{\text{ср}}b_{\text{ср}}l_a=\mu l_a b_{\text{ср}}[(\varphi_2-\varphi_1)/a_{\text{ср}}], \tag{2.15}$$

где $a_{\text{ср}}$ — среднее расстояние между линиями уровня; $b_{\text{ср}}$ — средняя ширина трубки; l_a — осевая длина трубки в направлении, перпендикулярном чертежу.

Если эквипотенциальные линии проводятся на расстоянии, соответствующем одной и той же разности потенциалов

$$\Delta\varphi=\varphi_2-\varphi_1=\varphi_3-\varphi_2=\varphi_4-\varphi_3=\ldots=\text{const}, \tag{2.16}$$

а линии индукции начинаются в точках, расположенных друг от друга на расстоянии

$$b_{\text{ср}}=a_{\text{ср}}, \tag{2.17}$$

то потоки всех трубок одинаковы:

$$\Delta\Phi=\mu l_a\Delta\varphi, \tag{2.18}$$

а все пространство, в котором существует магнитное поле, оказывается разбитым на криволинейные квадраты.

Построенная таким образом картина поля дает наглядное представление о магнитном поле.

Сгущение магнитных линий указывает на увеличение индукции, определяемой как $B_{\text{ср}}=\Delta\Phi/(b_{\text{ср}}l_a)$; подразделяя крупные квадраты на множество мелких, можно достаточно точно определить распределение индукции по любой интересующей поверхности.

Абсолютное значение потока трубки, к которой приложена разность потенциалов (магнитное напряжение), определяется из условия

$$\boxed{\Delta\Phi=(F/m)\mu l_a,} \tag{2.19}$$

где $F/m=\Delta\varphi$ — разность потенциалов между соседними эквипотенциальными поверхностями; m — число последовательно соединенных звеньев трубки.

Поток, замыкающийся через рассматриваемую поверхность,

$$\boxed{\Phi=n\Delta\Phi,} \tag{2.20}$$

где n — число трубок, замыкающихся через данную поверхность.

Если n не целое число, то в (2.20) подставляют дробное число. Для более точного определения числа трубок в этом случае исходная *единичная трубка* разбивается на частичные трубки; сначала пополам, потом на четыре части и т. д. Поле частичных трубок тоже образует криволинейные квадраты, если одновременно с делением единичной трубки производить соответствующее дробление и

потенциалов, проводя линии уровня, соответствующие $0{,}5\Delta\varphi$, $0{,}25\Delta\varphi$ и т. д.

Магнитное сопротивление участка можно определить по формуле

$$R_m = F/\Phi, \tag{2.21}$$

хотя чаще по картине поля определяются расчетные площадь поперечного сечения S_i и средняя длина магнитной линии l_i.

Обычно значение одной величины, например S_i, определяется «на глаз», а второй — из формулы (2.12):

$$l_i = R_m S_i \mu_i. \tag{2.22}$$

Таким образом, картина поля не только наглядна, но и дает исчерпывающую количественную характеристику магнитного поля.

Построение картины поля сводится к решению уравнения Лапласа

$$\boxed{d^2\varphi/dx^2 + d^2\varphi/dy^2 = 0,} \tag{2.23}$$

если в пространстве отсутствуют проводники с током, и к решению уравнения Пуассона

$$\boxed{d^2\varphi/dx^2 + d^2\varphi/dy^2 = \delta,} \tag{2.24}$$

если проводники с током имеются.

Аналитические решения этих уравнений известны только для частных случаев (полуплоскости, круга, кольца и некоторых других) и обычно картина поля определяется приближенно.

Графический метод построения картины поля заключается в том, что линии индукции и уровня рисуются так, чтобы все пространство было разбито на криволинейные квадраты.

Перед построением картины поля должны быть заданы значения потенциала на границах области. Для облегчения построения придерживаются следующих правил:

начинать построение с тех мест, где направление линии индукции наиболее достоверно: рассчитано каким-то другим методом, известно из-за симметрии поля и т. д.;

начинать построение там, где ожидается большое значение индукции;

строго следить, чтобы линии индукции и уровня пересекались под прямым углом; это относится и к хорошо проводящим поток граничным поверхностям: например, сталь, ограничивающая поле в воздухе, должна приниматься за эквипотенциальную поверхность и линии индукции должны выходить из стали и входить в нее под углом 90°.

Все сказанное ранее относилось к безвихревому полю. *Если в рассматриваемой области расположены проводники с током, то задача построения поля усложняется.* Обычно область, занятая то-

ком, представляется в виде тонкого слоя с той же результирующей МДС. В этом случае на поверхности с токовым слоем меняется скалярный магнитный потенциал, а остальное построение такое же, как при безвихревом поле.

Построение картины поля при постоянном и переменном токах возбуждения одинаково. При переменном токе расчет обычно ведется по амплитудным значениям.

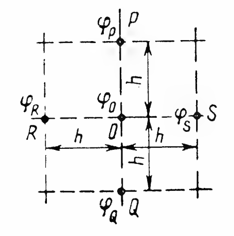


Рис. 2.3. Элемент потенциальной сетки

Графическое построение поля требует опыта и искусства расчетчика. Обычно погрешность расчета полей простых форм составляет 5 ... 10%.

Метод конечных разностей (метод потенциальной сетки) для расчета поля так же универсален, как и метод графического построения картины поля, но не требует от расчетчика большого искусства и интуиции.

На рассчитываемую область накладывается мелкая сетка с квадратными ячейками. Стороны квадратов — h, как на рис. 2.3.

Рассмотрим точку 0 с потенциалом φ_0. По оси x рядом с этой точкой расположены точки R и S, а по оси y—P и Q.

Потенциал соседних точек можно выразить через потенциал φ_0 и соответствующие приращения

$$\varphi_R = \varphi_0 + h\left(\frac{\partial\varphi}{\partial x}\right)_0 + \frac{h^2}{2!}\left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2}\right)_0 + \dots \quad (2.25)$$

Для безвихревого потенциального поля можно ограничиться главной частью приращений

$$\Delta\varphi_x \approx \frac{\partial\varphi}{\partial x}h, \quad \Delta\varphi_y \approx \frac{\partial\varphi}{\partial y}h, \quad (2.26)$$

и тогда потенциалы соседних точек

$$\left.\begin{aligned} \varphi_S = \varphi_0 + \frac{\partial\varphi}{\partial x}h; \quad \varphi_R = \varphi_0 - \frac{\partial\varphi}{\partial x}h; \\ \varphi_P = \varphi_0 + \frac{\partial\varphi}{\partial y}h; \quad \varphi_Q = \varphi_0 - \frac{\partial\varphi}{\partial y}h. \end{aligned}\right\} \quad (2.27)$$

Из системы (2.27) получим расчетное уравнение Лапласа в разностной форме для некоторой узловой точки квадратной сетки

$$\boxed{\varphi_S + \varphi_R + \varphi_P + \varphi_Q = 4\varphi_0.} \quad (2.28)$$

Подобным же образом можно вывести расчетное уравнение Пуассона в разностной форме

$$\boxed{\varphi_S + \varphi_R + \varphi_P + \varphi_Q = 4\varphi_0 - h^2\delta.} \quad (2.29)$$

Уравнение в разностной форме должно удовлетворяться для каждой точки внутри области. Если имеется N точек, то такие уравнения для каждой из них составляют систему уравнений с N неизвестными.

Обычно задается потенциал на границе области и, таким образом, решение краевой задачи разностным методом сводится просто к решению системы линейных уравнений, правда, с огромным числом неизвестных.

Решать системы уравнений целесообразно методом итераций. Сначала задаются во всех внутренних точках сетки приближенными значениями скалярного потенциала (приближения могут быть очень грубыми) и обозначают эти значения системой № 1. Затем, используя данные системы № 1, определяют значения потенциала всех точек по формуле

$$\varphi=(\varphi_R+\varphi_S+\varphi_P+\varphi_Q)/4 \tag{2.30}$$

и образуют новую систему № 2. Из системы № 2 образуют таким же образом систему № 3 и т. д. Процесс итерации заканчивается, когда в пределах заданной точности система N_{n+1} совпадает с системой N_n. Математически доказано, что описанный процесс будет сходящимся.

В безвихревом потенциальном поле максимальное и минимальное значения функции внутри области не могут превосходить максимального и минимального значений функции на границах области. Поэтому при расчете на ЭВМ бывает удобно принять минимальный потенциал на границе области за нулевой уровень и всем узловым точкам внутри области задать нулевые значения. Этот прием экономит время при составлении программы, а увеличение времени машинного счета, из-за необходимости проведения нескольких лишних итераций, ничтожно. Потенциальную сетку следует накладывать на исследуемую область так, чтобы возможно большая часть линий, ограничивающих область, совпадала с узловыми точками потенциальной сетки. Если совпадения точек нет, то приходится заданный на границе потенциал экстраполировать в узловые точки сетки, ближайшие к границе, и считать потенциал этих точек в процессе итерации неизменным. Чтобы уменьшить погрешность, иногда приходиться вблизи границы делать мелкую сетку или даже переходить к другой системе координат, например к системе полярных координат.

При ручном счете желательно как можно точнее определить начальное значение потенциалов внутри области, так как при сложной форме области сходимость итерационного процесса иногда бывает очень медленной.

Сначала для приближенного определения потенциалов внутри области можно, например, построить картину поля графически, методом криволинейных квадратов, а потом уточнять с помощью сетки. Часто на первом этапе применяют грубую сетку, а затем — мелкую. Имеется и ряд других приемов ускорения расчета.

На рис. 2.4 показано распределение скалярного потенциала в воздушном зазоре и пазу якоря, определенное методом потенциальной сетки.

После расчета потенциалов в магнитном поле построение картины поля не вызывает затруднений; как указывалось выше, это целесообразно сделать для наглядности и простоты определения проводимости участка.

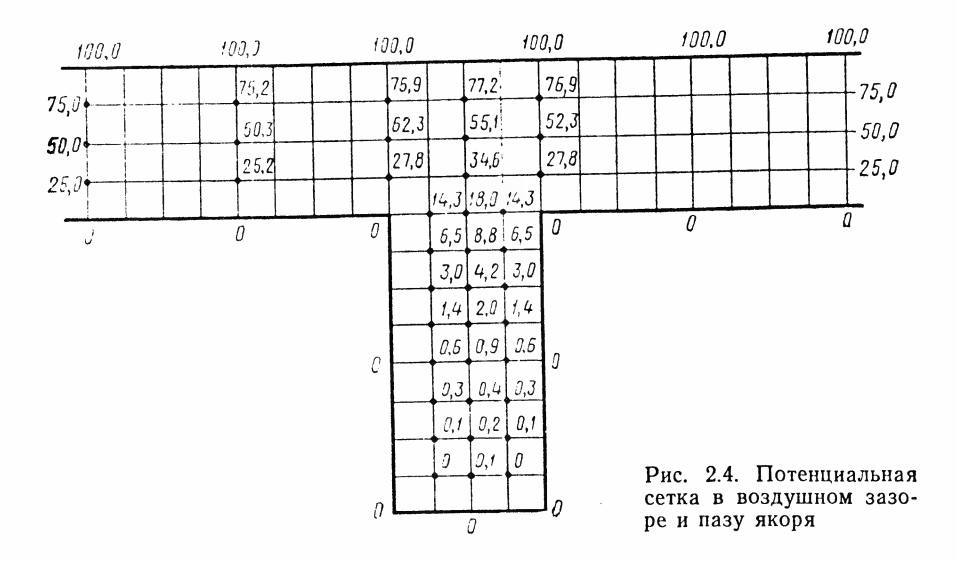


Рис. 2.4. Потенциальная сетка в воздушном зазоре и пазу якоря

Некоторое распространение имел в недавнем прошлом **метод моделирования** магнитного поля с помощью электропроводной бумаги или тонкой фольги, наклеенной на толстую бумагу. Из бумаги вырезается фигура, в масштабе повторяющая исследуемую область. Магнитный потенциал заменяется электрическим, который подводится к границам с помощью медных электродов, окаймляющих область. Распределение электрического потенциала, пропорционального магнитному, определяется с помощью вольтметра с малым потреблением тока. В настоящее время этот метод применяется очень редко, так как имеет значительно бо́льшую трудоемкость и меньшую точность, чем расчет на ЭВМ.

Имеется и ряд других, менее распространенных методов расчета магнитного поля [9].

2.2. Магнитное напряжение воздушного зазора

Магнитное напряжение воздушного зазора — главная составляющая МДС обмотки возбуждения; оно составляет в машинах с большими насыщением магнитопровода 60...80%, в малонасыщен-

ных машинах — почти 100% МДС. Поэтому магнитный расчет воздушного зазора должен производиться особенно тщательно.

На рис. 2.5 показана картина поля в воздушном зазоре и межполюсном промежутке четырехполюсной машины с гладким якорем. Магнитное поле создается обмоткой возбуждения, расположенной на полюсе статора. Поскольку магнитная проницаемость стали во много раз больше магнитной проницаемости воздуха, поверхности полюса и якоря можно принять за поверхности уровня: поверхности полюса приписываем полный потенциал, $F_\delta = 100$ ед.; поверхности якоря — нулевой потенциал. Магнитные линии в воздушном зазоре должны быть перпендикулярными поверхностям полюса и якоря, так как это поверхности уровня. Магнитные линии направлены по кратчайшему расстоянию от сердечника полюса к якорю, а магнитные трубки имеют неизменную ширину. Поэтому индукция, как и напряженность поля, по длине трубки не меняется. Следовательно,

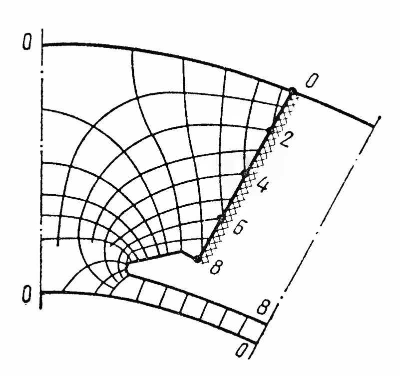


Рис. 2.5. Картина поля в воздушном зазоре и в межполюсном пространстве

$$H_\delta = F_\delta / \delta, \quad (2.31)$$

и так как $H_\delta = (1/\mu) B_\delta$, то

$$F_\delta = (1/\mu) B_\delta \delta, \quad (2.32)$$

где δ — зазор между ротором и статором.

При равномерном (неизменном) зазоре между якорем и сердечником полюса неизменна и индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \mu F_\delta / \delta. \quad (2.33)$$

Только у края полюса сказывается *краевой эффект*: часть магнитного потока замыкается в якорь вне полюса. В этих местах магнитные трубки имеют переменное сечение. Индукция на поверхности якоря вне полюса

$$\boxed{B_{\delta x} = B_\delta b / b_x,} \quad (2.34)$$

где B_δ — индукция под полюсом, где трубка имеет постоянную ширину b; b_x — ширина рассматриваемой трубки на поверхности якоря.

Сравниваемые магнитные трубки должны иметь одинаковое количество последовательно соединенных звеньев $n = n_x$. Если это равенство не выполняется, то не равны потоки трубок и индукцию

следует определять по формуле

$$B_{\delta x}=B_\delta \frac{b}{b_x}\,\frac{n}{n_x}. \qquad (2.34а)$$

Кривая распределения индукции на поверхности якоря в машине с равномерным воздушным зазором показана на рис. 2.6.

Магнитный поток, замыкающийся через якорь, обычно выражается одной из формул

$$\Phi=B_\delta b_i l_i, \qquad (2.35)$$

$$\boxed{\Phi=\alpha_i \tau l_i B_\delta,} \qquad (2.36)$$

где b_i, l_i и α_i — теоретически рассчитанные значения полюсной дуги, осевой длины якоря и коэффициента полюсного перекрытия соответственно.

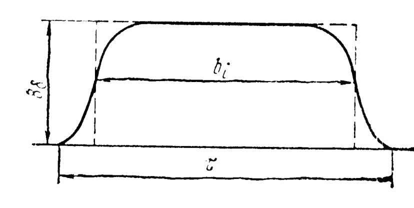


Рис. 2.6. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре (поперечный разрез)

Теоретическая полюсная дуга определяется в предположении, что распределение индукции на поверхности якоря прямоугольное (пунктир на рис. 2.6), т. е. подсчитывается площадь, ограниченная действительной кривой распределения индукции, и делится на ординату, соответствующую B_δ — индукции под полюсом.

Для точного определения b_i надо построить картину поля. При прикидочных расчетах

$$\boxed{b_i \approx b+2\delta_{кр},} \qquad (2.37)$$

где b — конструктивная полюсная дуга; $\delta_{кр}$ — воздушный зазор под краем полюса.

Теоретическая осевая длина якоря также определяется по картине поля для продольного разреза машины (рис. 2.7).

При равной длине стали якоря l_a и полюсного наконечника $l_м$

$$\boxed{l_i \approx l_a+2\delta-0{,}5n_{кан}b_{кан},} \qquad (2.38)$$

где δ — зазор под серединой полюса; $n_{кан}$ — число радиальных вентиляционных каналов; $b_{кан}$ — ширина вентиляционных каналов.

Наличие зубцов на якоре увеличивает магнитное сопротивление воздушного зазора. Картина магнитного поля в зазоре при зубчатом якоре показана на рис. 2.8.

Исследуя магнитное поле зубчатого якоря, Ф. Картер методом конформных преобразований получил аналитическое выражение для потенциала в зазоре. На основе его исследований предложены формулы, связывающие среднюю длину магнитной линии δ_i с кон-

структивным значением зазора:

$$\boxed{\delta_i = K_\delta \delta,} \qquad (2.39)$$

где K_δ — коэффициент зубчатости, или коэффициент Картера,

$$K_\delta \approx \frac{10_\delta + t_1}{10_\delta + b_Z}, \qquad (2.40)$$

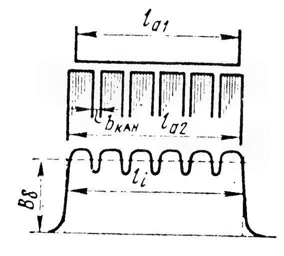


Рис. 2.7. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре (продольный разрез)

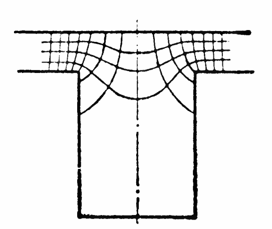


Рис. 2.8. Магнитное поле в пазу якоря

где t_1 — зубцовое деление; b_Z — ширина зубца на поверхности якоря.

Обычно $K_\delta = 1{,}05...1{,}2$; он больше у машин с малым воздушным зазором. В этих машинах иногда делаются полузакрытые пазы (рис. 2.9, *а*) для уменьшения K_δ и, следовательно, магнитного сопротивления воздушного зазора.

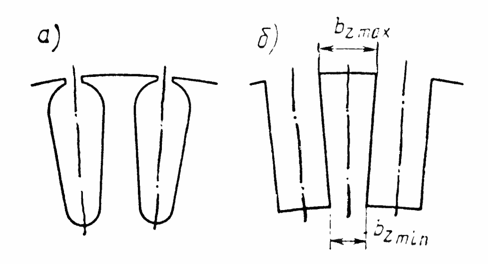


Рис. 2.9. Формы пазов якоря

В машинах большой мощности пазы делаются открытыми (рис. 2.9, *б*); это позволяет упростить технологию изготовления обмотки якоря.

Кроме увеличения магнитного сопротивления воздушного зазора зубчатость якоря вызывает неравномерность индукции на поверхности полюсного наконечника. В местах, расположенных напротив зубцов, индукция больше, чем в местах напротив пазов. При вращении якоря происходит перемагничивание поверхности полюсного сердечника, вследствие чего в нем возникают *поверхностные потери.*

Амплитуда переменной составляющей индукции на поверхности полюса

$$\boxed{B_{m\sim} \approx B_\delta (K_\delta - 1).} \qquad (2.41)$$

Для исключения пульсаций магнитного потока полюса его полюсную дугу b выбирают из условия некратности ее целому числу зубцовых делений, иначе при вращении якоря под полюсом число зубцов изменяется на один с частотой $f_2=v_a/t_1$; с той же частотой пульсирует магнитное сопротивление воздушного зазора.

Если зубцовый слой имеется и на роторе и на статоре, то коэффициент Картера находится отдельно для ротора $K_{\delta 1}$, для статора $K_{\delta 2}$, а затем определяются результирующий коэффициент и расчетное значение воздушного зазора:

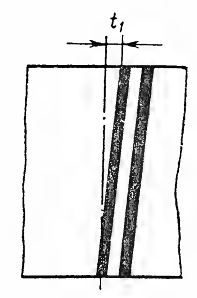


Рис. 2.10. Схема выполнения скоса пазов

$$K_\delta=K_{\delta 1}K_{\delta 2}, \tag{2.42}$$

$$\delta_i=\delta K_\delta=\delta K_{\delta 1}K_{\delta 2}. \tag{2.43}$$

Особенно тщательно в этом случае следует выбирать числа пазов на статоре и роторе, избегая равенства зубцовых делений или их кратности.

Существенно уменьшить пульсации проводимости воздушного зазора можно путем *скоса паза* на одно зубцовое деление, когда начало и конец паза смещаются по образующей на зубцовое деление (рис. 2.10).

Часто воздушный зазор делают неравномерным, увеличивая его к краям для получения синусоидального распределения магнитной индукции (в синхронных машинах) или для уменьшения искажающего действия реакции якоря (см. гл. 3 ниже) в машинах постоянного тока. Кроме того, часто увеличивают зазор под краем полюса для более пологого спада магнитной индукции, что уменьшает дополнительные потери и снижает шумы.

Коэффициент полюсного перекрытия при синусоидальном распределении индукции в зазоре

$$\alpha_i=B_{\delta \text{ср}}/B_{\delta \max}=2/\pi\approx 0{,}637. \tag{2.44}$$

В машинах постоянного тока стремятся увеличить магнитный поток, для чего повышают коэффициент полюсного перекрытия до 0,67...0,7 (у крупных машин).

Дальнейшему росту α_i мешает увеличение *потока рассеяния*, замыкающегося не через якорь, а через другие части машины.

Определение потока рассеяния производится из картины поля (см. рис. 2.5) в межполюсном пространстве. При построении картины поля обычно заменяют реальную катушку тонким *токовым слоем* на той поверхности, которая соприкасается с катушкой.

При этой замене МДС и полный ток катушки не должны изменяться:

$$F_\text{в}=I_\text{в}\times w_\text{в}=A_\text{кат}\, l_\text{кат}, \tag{2.45}$$

откуда

$$A_\text{кат}=I_\text{в}w_\text{в}/l_\text{кат}, \tag{2.46}$$

где $A_{кат}$ — линейная нагрузка фиктивного токового слоя; $I_в$ — ток возбуждения катушки; $w_в$ — число витков катушки возбуждения; $l_{кат}$ — длина линии соприкосновения катушки с полюсом и ярмом в поперечном сечении.

Произведенная замена дает возможность рассматривать магнитное поле в межполюсном пространстве как безвихревое и производить расчет магнитного поля так же, как это описывалось выше. Фактически этот прием позволяет от уравнения Пуассона перейти к более простому уравнению Лапласа, что существенно упрощает расчет, а вносимая погрешность, как показали многочисленные измерения, сравнительно мала.

При построении картины поля сначала проводятся ориентировочно линии уровня, для каждой из которых известны две точки: в воздушном зазоре магнитный потенциал меняется пропорционально расстоянию от поверхности полюса, а потенциал на поверхности полюса зависит от того, какой токовый слой охватывается. Обычно делится пополам воздушный зазор; потенциал точки, находящейся посередине,— $0{,}5F_в$; затем делится пополам $l_{кат}$ и определяется другая точка с таким же потенциалом $0{,}5F_в$. Аналогично находятся точки с потенциалами $0{,}25F_в$ и $0{,}75F_в$.

Линия симметрии, разделяющая соседние полюсы, имеет нулевой потенциал (это особенно важно учитывать при расчете машин без дополнительных полюсов).

Линии индукции проводятся, как указывалось выше, перпендикулярно линиям уровня; линии индукции, выходящие из токового слоя, не могут быть перпендикулярными сердечнику полюса, так как из-за наличия токового слоя его поверхность уже не может быть принята за эквипотенциальную.

Полный поток Ф, замыкающийся через полюс, имеет две составляющие: полезный поток Φ_0 и поток рассеяния Φ_σ:

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_\sigma = \Phi_0 (1 + \Phi_\sigma/\Phi_0). \qquad (2.47)$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 + \Phi_\sigma/\Phi_0 \qquad (2.48)$$

определяется из картины поля; так как отношение Φ_σ/Φ_0 равно отношению числа трубок, замыкающихся помимо якоря, к числу трубок, замыкающихся через якорь, то обычно $\sigma = 1{,}05...1{,}2$. Таким образом,

$$\boxed{\Phi = \sigma\Phi_0;} \qquad (2.49)$$

значение σ почти не меняется при изменении тока возбуждения и магнитного потока.

2.3. Магнитное напряжение зубцового слоя

Площадь сечения зубцов меньше площадей сечения других частей магнитопровода, поэтому индукция в зубцах больше индукции в других частях.

В зубцах с параллельными стенками (см. рис. 2.9, *б*) магнитные линии идут параллельно друг другу, поэтому индукция по высоте зубца неизменна:

$$B_Z = B_\delta \frac{S_\delta}{S_Z} = B_\delta \frac{t_1}{(\gamma b_Z)} = \text{const}, \tag{2.50}$$

где $\gamma = 0{,}9...0{,}93$ — коэффициент заполнения объема якоря сталью, учитывающий наличие изоляции между листами и волнистость стали.

В клиновидных зубцах пазы имеют параллельные стенки (см. рис. 2.9, *б*) и площадь поперечного сечения зубца изменяется по высоте:

$$S_{Zx} = \gamma l_a b_{\min}\left[1 + \frac{x}{h}\left(\frac{b_{\max}}{b_{\min}} - 1\right)\right], \tag{2.51}$$

где $b_{\max}$ и $b_{\min}$ — ширина зубца в головке и в основании соответственно.

Обозначив минимальную площадь зубца $S_{Z\min} = \gamma l_a b_{\min}$, зубцовый коэффициент $\nu = b_{\max}/b_{\min}$, получим

$$S_{Zx} = S_{Z\min}\left[1 + \left(\frac{x}{h}\right)(\nu - 1)\right]. \tag{2.52}$$

Индукция по высоте зубца изменяется по закону

$$B_{Zx} = \frac{\Phi_t}{S_{Zx}} = \frac{\Phi_t}{S_{Z\min}[1 + (x/h)(\nu - 1)]}. \tag{2.53}$$

Относительное изменение индукции

$$\frac{B_{Zx}}{B_{Z\min}} = \frac{S_{Z\max}}{S_{Zx}} \frac{S_{Z\min}}{S_{Z\min}} = \frac{\nu}{1 + (x/h)(\nu - 1)}, \tag{2.54}$$

где $B_{Z\min}$ — индукция в головке зубца.

На рис. 2.11 приведена диаграмма изменения индукции по высоте зубца при $\nu = 1{,}5$, а также кривая изменения напряженности магнитного поля в зубце, полученная из *кривой намагничивания* электротехнической стали марки *1212*, при $B_{Z\min} = 1{,}6$ Тл. Из рис. 2.11 видно, что напряженность магнитного поля в зубце неравномерна.

Магнитное напряжение в зубце

$$F_Z = \int_0^h H_{Zx} dx. \tag{2.55}$$

Из-за сложного характера изменения магнитной проницаемости электротехнической стали при изменении индукции нужно вычислять магнитное напряжение в зубце в каждом конкретном случае с помощью методов численного интегрирования, что требует трудоемких расчетов даже при применении современных вычислительных средств.

Для ориентировочных расчетов часто применяется **метод расчета по эквивалентной напряженности поля в сечении, расположенном на 1/3 высоты зубца от его основания.** В этом сечении индукция

$$B_{Z1/3} = B_\delta t_1/(\gamma b_{Z1/3}). \quad (2.56)$$

Из кривых намагничивания или таблиц определяется напряженность магнитного поля $H_{Z1/3}$ и магнитное напряжение зубцового слоя

$$F'_Z = hH_{Z1/3}; \quad (2.57)$$

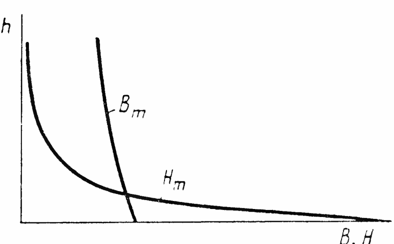


Рис. 2.11. Изменение магнитной индукции и напряженности магнитного поля по высоте зубца

а если на пару полюсов, то вдвое больше, так как поток дважды замыкается через зубцовый слой:

$$F_Z = 2hH_{Z1/3}. \quad (2.58)$$

На рис. 2.12 приведены кривые намагничивания зубцового слоя при $\nu = 1{,}5$, построенные способом точного численного интегрирования уравнения (2.55) (сплошная линия на рисунке) и по индукции в сечении на 1/3 высоты от основания (пунктирная линия). Для распространенных конфигураций зубцового слоя этот метод дает погрешность до 10% в значении индукции и до 45% в значении магнитного напряжения.

Более подробные исследования показали, что рассмотренный метод имел бы строгое обоснование, если бы кривую намагничивания стали можно было выразить формулой

$$H = aB^{13}, \quad (2.59)$$

однако зависимость напряженности поля от индукции имеет более сложный характер.

Меньшую погрешность, особенно при больших значениях индукции в зубце, дает **метод расчета по трем сечениям:**

$$\boxed{H_Z = (H_{min} + 4H_{ср} + H_{max})/6,} \quad (2.60)$$

где H_{min}, $H_{ср}$ и H_{max} — соответственно напряженности поля в головке, в среднем сечении и в ножке зубца.

Было установлено, что погрешность в определении расчетной напряженности поля методом трех сечений значительно меньше,

чем в методе расчета по напряженности на высоте $^1/_3$ от основания зубца; практически расчет по (2.60) совпадает с точным интегрированием.

При напряженности поля в зубцах более 1,8 Тл нужно учитывать проводимость паза.

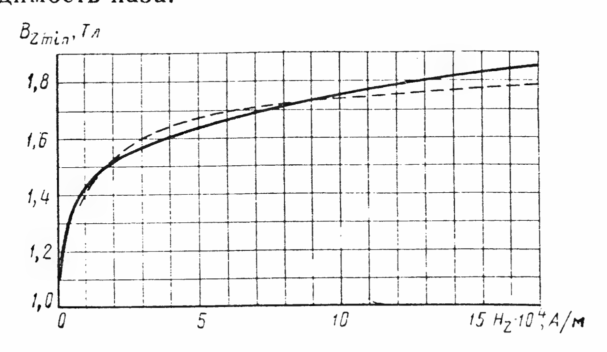


Рис. 2.12. Кривые намагничивания зубцового слоя

Поток зубцового деления Φ_t из-за насыщения зубцов разделяется на две части (рис. 2.13, *а*), одна из которых — Φ_Z — проходит через зубец, а вторая — $\Phi_п$ — через паз:

$$\Phi_t = \Phi_Z + \Phi_п. \tag{2.61}$$

Потоки Φ_Z и $\Phi_п$ изменяются по высоте зубца из-за того, что изменяются площадь зубца S_{Zx} и, следовательно, его магнитная проводимость. Разделив каждый из членов равенства (2.61) на S_{Zx}, получим

$$\Phi_t/S_{Zx} = \Phi_{Zx}/S_{Zx} + \Phi_п/S_{Zx}. \tag{2.62}$$

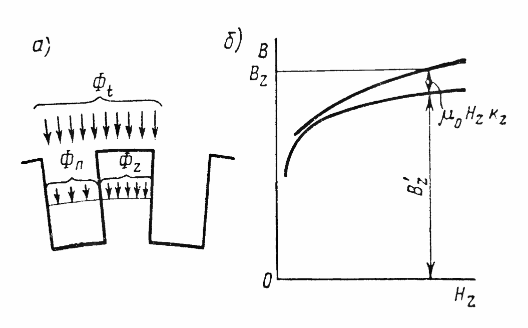


Рис. 2.13. Картина распределения потока между зубцом и пазом и построение зависимости $B_Z = f(H_Z)$ с учетом проводимости паза

Величину $B_{Zx} = \Phi_t/S_{Zx}$ можно рассматривать как расчетную (фиктивную) индукцию в зубце; действительная индукция в зубце

$$B'_{Zx} = \Phi_{Zx}/S_{Zx}.$$

Индукция в пазу машины $B_{пx} = \Phi_{пx}/S_п$, следовательно,

$$\Phi_{пx}/S_{Zx} = B_{пx} S_п/S_{Zx} = \mu_0 k_Z H_{пx}, \tag{2.63}$$

где $k_Z = S_п/S_{Zx}$ — зубцовый коэффициент, зависящий от геометрических размеров зубца и паза в данном сечении; $H_{пx}$ — напряженность магнитного поля в пазу на расстоянии x от его дна.

Таким образом, из (2.62) получим

$$B_{Zx}=B'_{Zx}+\mu_0 k_Z H_{\text{п}x}. \tag{2.64}$$

Напряженность магнитного поля в пазу мало изменяется по ширине паза и $H_{\text{п}x} \approx H_{Zx}$. Тогда

$$\boxed{B_{Zx}=B'_{Zx}+\mu_0 k_Z H_{Zx}.} \tag{2.65}$$

Уравнение (2.65) решается графически, как показано на рис. 2.13, *б*. Задаваясь индукцией в зубце B'_Z, находим H_{Zx}, а затем и

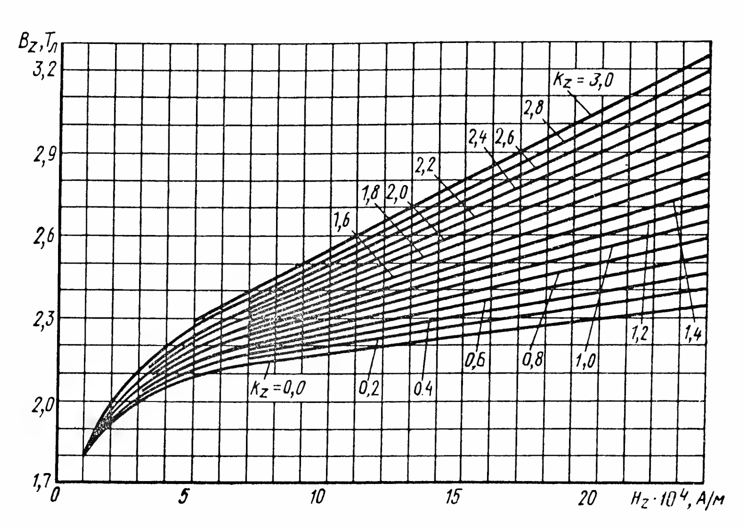


Рис. 2.14. Кривые намагничивания зубцового слоя с учетом проводимости паза

B_{Zx} — расчетную индукцию. Повторяя эту операцию несколько раз, можно построить зависимость $B_Z=f(H_Z)$ при заданном значении k_Z.

На рис. 2.14 показано семейство кривых $B_Z=f(H_Z)$, построенных описанным выше способом, для стали марки *1212*, при всех встречающихся на практике значениях k_Z с учетом проводимости паза.

Расчет магнитного напряжения зубцового слоя с учетом проводимости паза производится так же, как и без учета этой проводимости, но напряженность магнитного поля определяется по диаграмме рис. 2.14.

При расчете по индукции в сечении на высоте $^1/_3$ от основания погрешность метода очень велика (рис. 2.15), и при больших индукциях в зубце, когда необходимо учитывать проводимость паза, рекомендуется производить расчет по трем сечениям.

Магнитное напряжение зубцового слоя влияет на распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Считая известными скалярные магнитные потенциалы поверхности полюса и сердечника якоря, определяем разность между ними, равную *переходному магнитному напряжению*:

$$F_{\text{перех}} = F_{\delta} + F_{Z}. \qquad (2.66)$$

В какой-либо точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии x от оси главного полюса,

$$F_{\delta} = \mu_0 B_{\delta x} \delta_x, \qquad (2.67)$$

где δ_x — теоретические значения воздушного зазора в данной точке.

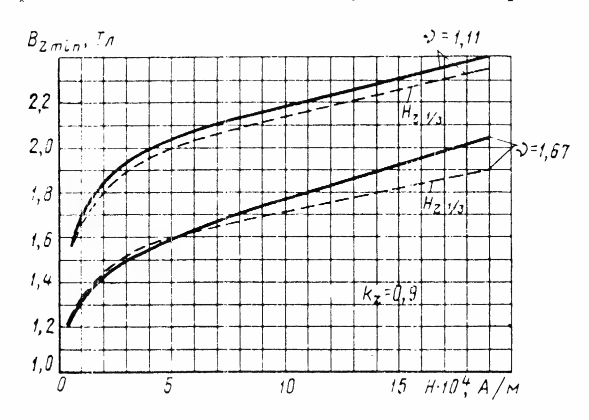


Рис. 2.15. Магнитные характеристики зубцового слоя

Так как $B_{Z\,\min} = B_{\delta} t_1 / (\gamma b_{\max})$, то магнитное напряжение зубцового слоя

$$F_{Z} = f(B_{Z\,\min}) = f(B_{\delta}), \qquad (2.68)$$

$$\boxed{F_{\text{перех}} = F_{\delta} + F_{Z} = \mu_0 B_{\delta x} \delta_x + \varphi(B_{\delta x}).} \qquad (2.69)$$

Уравнение (2.69) решается графически (рис. 2.16). В правом координатном углу показана зависимость между индукцией в воздушном зазоре и магнитным напряжением в зубцах. В левом координатном углу — пучок прямых линий, соответствующих уравнению (2.67), при заданном значении воздушного зазора. Котангенс угла наклона прямой к оси абсцисс

$$\operatorname{ctg} \beta = F_{\delta} / B_{\delta} = \mu_0 \delta. \qquad (2.70)$$

При заданном значении индукции $B_{\delta 0}$ магнитное напряжение определяется как отрезок прямой, заключенный между кривой $F_Z = f(B_{\delta})$ и лучом, соответствующим заданному зазору (рис. 2.16).

Если задано значение $F_{\text{перех}}$, то можно получить соответствующие значения B_δ в различных точках воздушного зазора.

На рис. 2.17 показано распределение магнитной индукции B_δ в машине с зазором, равномерно увеличивающимся от середины к

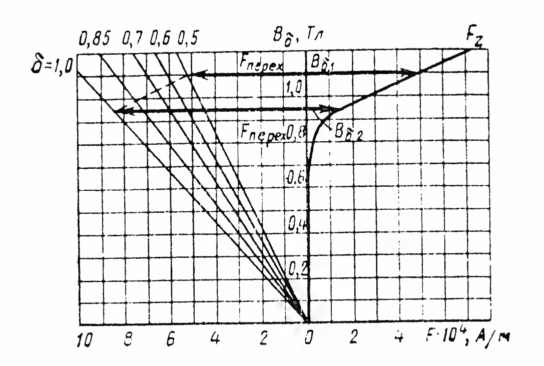


Рис. 2.16. Диаграмма для области воздушного зазора — зубцового слоя

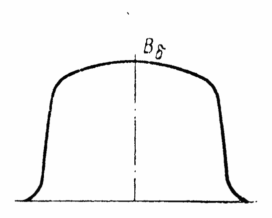


Рис. 2.17. Распределение индукции в эксцентрическом воздушном зазоре

краям. При больших значениях тока возбуждения распределение индукции приближается к прямоугольному, как в машине с неизменным воздушным зазором. Это явление хорошо объясняется с помощью семейства *переходных характеристик*, изображенного на рис. 2.16. При больших значениях $F_{\text{перех}}$ и B_δ происходит насыщение зубцов, и сильное изменение воздушного зазора не приводит к значительному изменению индукции.

2.4. Магнитное напряжение в полюсах, ярме ротора и статора

В сердечниках полюсов магнитный поток распределяется довольно равномерно, как это видно из картины поля (рис. 2.18), построенной в предположении постоянства магнитной проницаемости стали.

Расчетная длина магнитной линии принимается равной высоте полюса h_m, а напряженность поля H_m определяется по индукции

$$B_m = \sigma\Phi_0/(\gamma_m b_m l_m), \tag{2.71}$$

где $\gamma_m = 0{,}95...0{,}97$ — коэффициент заполнения объема полюса сталью; b_m — ширина сердечника полюса; l_m — осевая длина полюса.

Магнитное напряжение на пару полюсов

$$F_m = 2H_m h_m. \tag{2.72}$$

При номинальном режиме индукции в сердечниках полюсов (1,2...1,6) Тл. Однако иногда полюсные наконечники насыщаются и это влияет на распределение магнитного потока в воздушном зазоре.

При больших токах возбуждения (рис. 2.19) под краем полюсного наконечника наблюдается резкий спад индукции из-за большого падения магнитного потенциала в узких местах полюсного наконечника.

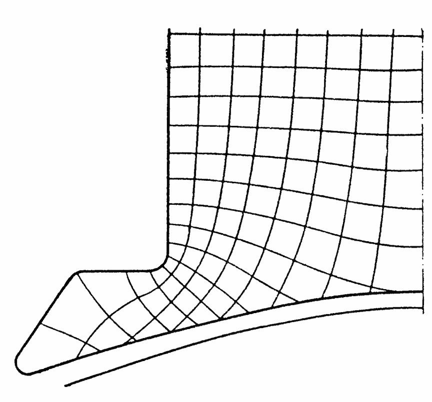


Рис. 2.18. Картина поля в сердечнике полюса при холостом ходе

Проверить наличие насыщения полюсного наконечника можно, определив приближенное значение индукции в самом узком месте наконечника (рис. 2.20, *а*) по формуле

$$B_{\max} \approx \Delta\Phi / S_{\min} = \Delta\Phi / b_{\min} l_m \gamma_m \approx \approx B_\delta a / b_{\min}, \qquad (2.73)$$

где $\Delta\Phi$ — поток, замыкающийся через наконечник, определенный без учета его насыщения.

Если $B_{\max} \geqslant 2{,}1$ Тл, то следует учитывать насыщение наконечника. Для этого рисуют картину поля в сердечнике полюса в предположении постоянства магнитной проницаемости стали. Затем наконечник разбивается на мелкие части линиями, «параллельными» линиям уровня на картине поля (рис. 2.20, *б*). Задавшись магнитным напряжением под краем полюса F_1, по картине поля в воздушном зазоре находят магнитный поток, замыкающийся через

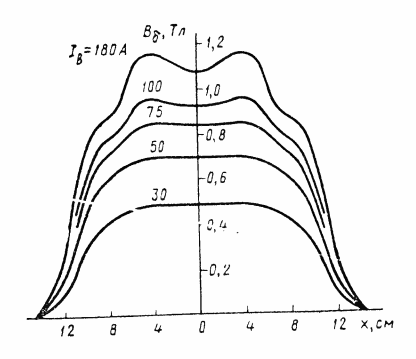


Рис. 2.19. Распределение индукции в воздушном зазоре машины мощностью 180 кВт при холостом ходе

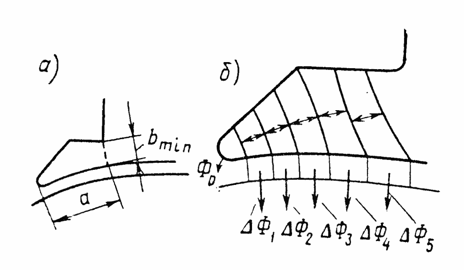


Рис. 2.20. Схема расчета насыщения полюсного наконечника

край наконечника Φ_1, и определяют индукцию в первом сечении:

$$B_1=\Phi_1/S_1, \tag{2.74}$$

находят напряженность поля на первом участке наконечника H_1, а затем и падение магнитного потенциала в наконечнике, магнитное напряжение во втором сечении и приращение потока соответственно:

$$\Delta F_1=H_1\Delta x_1, \tag{2.75}$$

$$F_2=F_1+\Delta F_1. \tag{2.76}$$

$$\Delta\Phi_1=B_{\delta 1}\Delta x_1, \tag{2.77}$$

где Δx_1 — приращение длины полюсной дуги, $B_{\delta 1}$ — среднее значение индукции на дуге Δx_1; оно определяется по переходной характеристике для F_2 и δ_1 — зазора на дуге Δx_1.

После этого находится индукция во втором сечении:

$$B_2=\Phi_2/S_2=(\Phi_1+\Delta\Phi_1)/S_2 \tag{2.78}$$

и т. д.

Участки интегрирования нужно брать тем меньше, чем больше падение магнитного потенциала в них.

После прохода самого узкого сечения индукция начинает быстро уменьшаться, и когда она станет менее 2,0 Тл, расчет можно прекратить.

Найденное значение магнитного напряжения под серединой полюса

$$F_n=F_1+\sum_{i=1}^{n}\Delta F_i \tag{2.79}$$

позволяет определить магнитную индукцию во всех точках воздушного зазора и магнитный поток. Достаточно провести интегрирование для трех-четырех значений F_1 (и соответственно F_n). Индукции для других значений F_n, не совпадающих с расчетными, определяются графической интерполяцией.

Магнитное напряжение **сердечника ротора** (ярма) сравнительно невелико (не более 5% от МДС обмотки), поэтому оно определяется более приближенно, чем на рассмотренных выше участках магнитной цепи.

На рис. 2.21 показана картина поля в сердечнике якоря, построенная в предположении синусоидального распределения индукции на его поверхности. Из картины поля видно, что в области, близкой к оси ротора, индукция очень мала (половинная трубка имеет очень большую ширину), т. е. магнитный поток через эту область практически не замыкается. Поэтому наличие вала ротора почти не сказывается на магнитной проводимости сердечника.

Иногда, в крупных машинах, для облегчения ротора между его валом и сердечником якоря ставят пустотелую втулку — крестовину.

Большая часть магнитного потока (замыкающаяся ближе к оси полюса) имеет в роторе одинаковое падение магнитного потенциала: количество линий уровня по длине магнитных линий почти неизменно (на рис. 2.21 — 4,5...3,5 квадрата от поверхности якоря до оси симметрии).

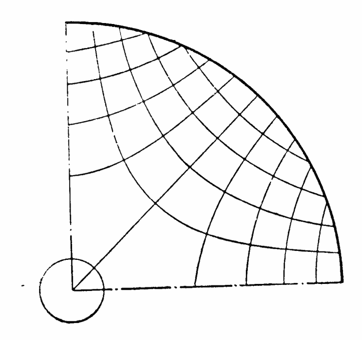


Рис. 2.21. Картина магнитного поля в сердечнике якоря

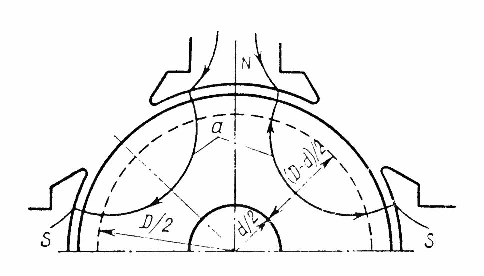


Рис. 2.22. Средняя длина магнитной линии в сердечнике якоря

Конечно, под серединой полюса падение магнитного потенциала больше и это иногда уменьшает индукцию в зазоре (например, при очень больших токах возбуждения — см. рис. 2.19). Однако в большинстве случаев допустимо считать внешнюю поверхность сердечника эквипотенциальной и магнитное напряжение в сердечнике ротора неизменным для всех линий индукции:

$$F_a = H_a a, \qquad (2.80)$$

где H_a — расчетная напряженность поля; a — средняя длина магнитной линии.

Напряженность поля H_a определяется по индукции B_a в расчетном сечении:

$$B_a = \Phi_0/(D-d)\, l_a \gamma, \qquad (2.81)$$

где D — диаметр сердечника якоря; d — диаметр вала (или втулки якоря); l_a — осевая длина якоря; $\gamma = 0{,}91...0{,}93$ — коэффициент заполнения объема якоря сталью.

В номинальном режиме $B_a = 1{,}0...1{,}4$ Тл, вследствие чего малы расчетная напряженность поля и магнитное напряжение в сердечнике ротора. Это позволяет определять среднюю длину магнитной линии a приближенно, из эскиза магнитной системы (рис. 2.22).

В ярме статора магнитные линии обычно располагаются на равном расстоянии друг от друга и практически параллельны друг

другу. Это позволяет в качестве расчетной брать среднюю индукцию

$$B_j = \sigma\Phi_0/S_j = \sigma\Phi_0/(2l_j h_j), \quad (2.82)$$

где l_j — осевая длина ярма; h_j — толщина ярма.

В номинальном режиме $B_j \approx 1{,}2 \dots 1{,}6$ Тл.

Средняя длина магнитной линии a_j находится из эскиза магнитной системы (рис. 2.23) как длина магнитной линии, замыкающейся от одной до другой середины половины сердечника полюса.

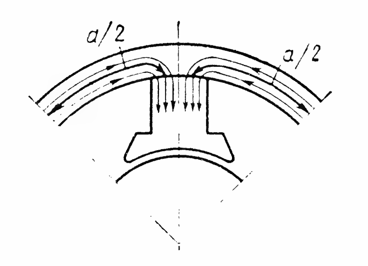


Рис. 2.23. Картина магнитного потока в ярме статора

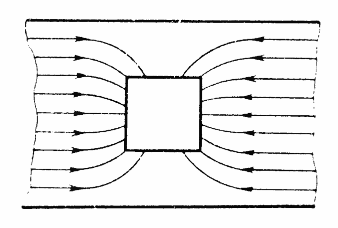


Рис. 2.24. Выход магнитного потока из сердечника полюса в ярмо

По значению индукции B_j из справочников находится напряженность поля в ярме H_j и определяется магнитное напряжение ярма

$$F_j = H_j a_j. \quad (2.83)$$

В машинах с коротким якорем (тяговые двигатели и т. п.), имеющих сравнительно большую индукцию в ярме, приходится также учитывать падение магнитного потенциала в «выходе» магнитного потока из полюса в ярмо (рис. 2.24).

Средняя индукция в выходе

$$B'_j = \frac{\sigma\Phi_0}{2h_j(l_m + b_m)}, \quad (2.84)$$

где l_m и b_m — соответственно осевая длина сердечника полюса и его ширина.

Падение магнитного потенциала в выходе на пару полюсов

$$F_j \approx 2H'_j b_m/2 = H'_j b_m. \quad (2.85)$$

Напряженность поля H'_j определяется по индукции B'_j, а длина магнитной линии принимается равной половине ширины сердечника полюса.

2.5. Кривая намагничивания

Кривая намагничивания показывает в графическом виде зависимость магнитного потока от МДС обмотки или тока возбуждения (намагничивающего тока):

$$\Phi = f(F_в) = w_в f(I_в). \qquad (2.86)$$

На рис. 2.25, *а* приведена характерная кривая намагничивания $\Phi = f(F_в)$ в относительных единицах для электрических машин с явновыраженными полюсами. Ее можно построить по результатам

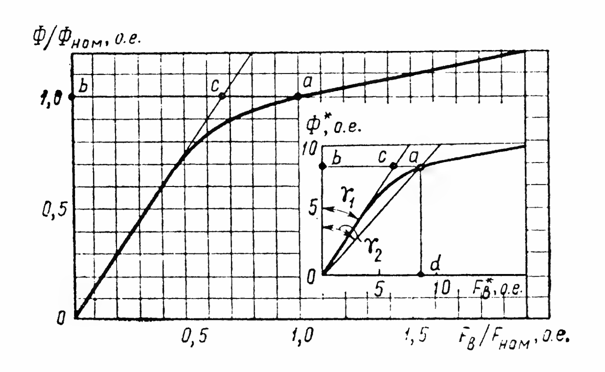


Рис. 2.25. Универсальная магнитная характеристика

определения магнитных напряжений на отдельных участках магнитной цепи, при определенных значениях магнитного потока

$$F_в = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_a + F_m + F_j. \qquad (2.87)$$

Ток возбуждения определяется по полученному значению МДС $F_в$ на пару полюсов

$$\boxed{I_в = F_в/(2w_в).} \qquad (2.88)$$

В кривой намагничивания резко выражен начальный прямолинейный участок, что обусловлено наличием сравнительно большого воздушного зазора, для которого характерна линейная зависимость разности магнитных потенциалов от магнитного потока. При малых значениях магнитного потока, а следовательно, и магнитной индукции в ферромагнитных участках магнитопровода разностью магнитных потенциалов на этих участках можно пренебречь и считать, что $F_в \approx F_\delta$. По мере увеличения магнитного потока магнитные сопротивления этих участков и особенно зубцового слоя возрастают. При индукции в зубцах примерно 1,6 Тл зависимость $\Phi = f(F_в)$ начинает отклоняться от прямолинейной.

В большинстве электрических машин *точка а, соответствующая номинальному режиму, выбирается на нелинейном участке кривой*

намагничивания. При работе на линейном участке (т. е. при небольшой магнитной индукции) не полностью используются свойства стали магнитной системы, а при больших насыщениях резко возрастает МДС обмотки, создающей магнитный поток, а следовательно, и число ее витков и поперечное сечение провода. Таким образом, ненасыщенная машина и машина с очень большим насыщением магнитной системы требуют повышенного расхода активных материалов: меди обмоток или электротехнической стали.

Количественно степень насыщения магнитной системы характеризуется коэффициентом $k_{нас}$, который может быть найден из результирующей кривой намагничивания (см. рис. 2.25) как отношение отрезка ab, соответствующего МДС $F_{в.ном}$, к отрезку bc, отсекаемому продолжением прямолинейного участка кривой намагничивания. Для машин переменного тока $k_{нас}=1,1...1,3$; для машин постоянного тока $k_{нас}=1,4...1,8$. Применение несколько меньших коэффициентов насыщения в синхронных машинах, по сравнению с машинами постоянного тока, объясняется стремлением уменьшить потери в стали якоря и сократить число витков обмотки возбуждения.

Кривые намагничивания всех электрических машин в относительных единицах совпадают, если данные номинального режима приняты при одном и том же коэффициенте насыщения. Это означает, что все кривые намагничивания можно свести к одной кривой, выраженной в некоторых условных единицах. Такая универсальная кривая, полученная из кривой намагничивания реальной машины, изображена на рис. 2.25, *б* и соответствует приведенным ниже данным:

$Ф^*$, о.е. ...	3	5	7	9	10	11	12	13	14	15
$F^*_в$, о. е. ...	1,9	3,2	4,5	5,95	6,9	8,2	10,6	15	20	25

Если требуется построить кривую намагничивания для машины, имеющей, например, $k_{нас}=1,5$, то поступают следующим образом. На универсальной кривой намагничивания (рис. 2.25) из начала координат проводят вспомогательную прямую, образующую с осью ординат угол γ_2, тангенс которого в 1,5 раза больше тангенса угла γ_1, образуемого прямолинейной частью универсальной кривой намагничивания с той же осью. Вспомогательная прямая пересекает универсальную кривую в точке *а*, которая и соответствует номинальному режиму, т. е. в данном случае $Ф^*_{ном}=12,3$ и $F_{в.ном}=$ $=11,85$.

В соответствии с полученными значениями $Ф^*_{ном}$ и $F^*_{в.ном}$ можно перестроить универсальную кривую намагничивания в кривую намагничивания в относительных единицах с $k_{нас}=1,5$, используя формулы: $Ф/Ф_{ном}=Ф^*/Ф^*_{ном}$; $F_в/F_{в.ном}=F^*_в/F^*_{в.ном}$.

Построенные таким способом расчетные кривые дают погрешность не более 3%.

Существование универсальной кривой намагничивания может быть объяснено следующим образом. Если напряженность магнит-

ного поля в стали выражена в виде

$$H = \alpha B + \beta B^m, \qquad (2.89)$$

то кривая намагничивания машины описывается уравнением

$$F_в = a\Phi + b\Phi^m. \qquad (2.90)$$

Допустим, что это уравнение для кривых намагничивания двух электрических машин в относительных единицах имеет вид

$$F_1 = a_1\Phi + b_1\Phi^m; \quad F_2 = a_2\Phi + b_2\Phi^m \qquad (2.91)$$

и их коэффициенты насыщения совпадают. Это значит, что совпадают точки номинального режима при $F_{ном} = 1$, т. е.

$$a_1\Phi^*_{ном} + b_1\Phi^{*m}_{ном} = a_2\Phi^*_{ном} + b_2\Phi^{*m}_{ном}. \qquad (2.92)$$

Но равенство коэффициентов насыщения предполагает равенство производных $dF/d\Phi$ при $\Phi = 0$:

$$a_1 + mb_1\Phi^{m-1} = a_2 + mb_2\Phi^{m-1}. \qquad (2.93)$$

Из (2.92) и (2.93) следует, что $a_1 = a_2$ и $b_1 = b_2$, т. е. кривые намагничивания совпадают.

Приближенное аналитическое выражение для вычисления точек кривой намагничивания в относительных единицах через коэффициент насыщения имеет вид

$$\boxed{\frac{\Phi}{\Phi_{ном}} = \frac{F/F_{ном}}{(1 - k_{нас})\,F/F_{ном} + k_{нас}}}. \qquad (2.94)$$

Использование универсальной кривой намагничивания позволяет значительно сократить магнитные расчеты, так как для построения требуемой кривой намагничивания нужно определить координаты только одной точки и коэффициент насыщения в ней.

2.6. Частотные характеристики магнитной системы

Свойства магнитной системы при переменной МДС и переменном потоке существенно отличаются от ее свойств при постоянном потоке, особенно если какая-либо часть магнитопровода является *массивной*, т. е. выковывается из куска металла или отливается, а не набирается из листов.

На рис. 2.26 схематически показано возникновение магнитного потока в массивном сердечнике полюса. Пусть в начальный момент времени ток возбуждения и магнитный поток полюса равны нулю. Затем ток в обмотке быстро возрастает до какого-то значения $I_в$, чему соответствуют МДС $F_в = Iw_в$ и установившийся поток Ф. Однако при быстром изменении потока (в данном случае происходит возрастание потока) во всех контурах, связанных с этим потоком, возникает ЭДС

$$e = -d\psi/dt,$$

в том числе и в замкнутых контурах, которые можно представить в массивном магнитопроводе. В связи с этим в магнитопроводе возникают *вихревые токи*. Направление ЭДС $e_в$ можно определить по правилу правой руки, если учесть, что магнитные линии распространяются от обмотки внутрь магнитопровода (рис. 2.26, *а*).

Вихревой ток направлен так, что уменьшает результирующую МДС для контура, проходящего через внутренние слои сердечника полюса. Вследствие этого вихревые токи уменьшают индукцию внутри полюса. По мере того как вихревые токи затухают, индукция во внутренних частях магнитопровода постепенно возрастает (рис. 2.26, *б*), приближаясь к значению B_0, определяемой только током в обмотке возбуждения.

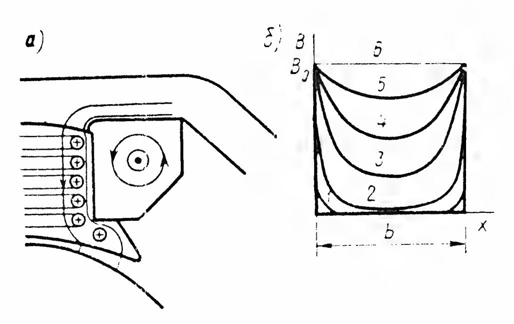


Рис. 2.26. Схема образования вихревых токов в сердечнике полюса и ярме при резком изменении тока возбуждения

Описанное явление запаздывания магнитного потока из-за возникновения вихревых токов оказывает большое влияние на быстродействие электропривода, составной частью которого является электрическая машина. В машинах постоянного тока, где особенно важна роль массивного ярма, запаздывание потока составляет десятые доли секунды, в некоторых случаях достигает 1 ... 2 с.

Если обмотка питается синусоидально изменяющимся переменным током, то переменный магнитный поток существует только в тонком поверхностном слое, а по мере удаления от поверхности в глубь магнитопровода магнитная индукция изменяется по закону

$$B_x = B_0 e^{-kx}, \qquad (2.95)$$

где $k = \sqrt{\omega\mu\gamma/2}$, $\omega = 2\pi f$ — угловая частота тока; μ — магнитная проницаемость магнитопровода; γ — его удельная электропроводность.

На рис. 2.27, *а* показана диаграмма изменения индукции в массивном стальном магнитопроводе при частоте 50 Гц; на глубине 3 мм индукция почти равна нулю.

Магнитный поток, замыкающийся по поверхности,

$$\Phi = l\int_0^\infty B_0 e^{-kx}dx = lB_0/k = lB_0\sqrt{2/\omega\mu\gamma}. \qquad (2.96)$$

Множитель

$$\boxed{\Delta = \sqrt{2/\omega\mu\gamma}} \qquad (2.97)$$

характеризует глубину проникновения переменного магнитного по-

ля в массивный магнитопровод. Зависимость Δ от частоты показана на рис. 2.27, *б* (для стали).

При насыщении стали глубина проникновения возрастает.

Таким образом, при переменном токе расчет массивных магнитопроводов может быть сведен к расчету по постоянному току, но площадь сечения магнитопровода нужно принимать равной

$$S = l_{\text{П}} \Delta, \qquad (2.98)$$

где $l_{\text{П}}$ — длина периметра магнитопровода.

Очень сложно определить магнитные сопротивления воздушных зазоров и прилегающих к ним стальных участков.

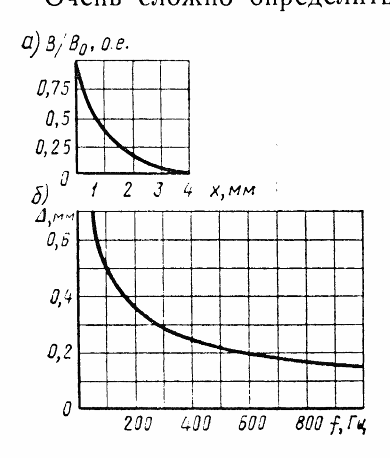


Рис. 2.27. Распределение магнитного потока в толстом листе в разные моменты переходного процесса *(а)* и глубина проникновения магнитного потока в стали при синусоидальном токе возбуждения разной частоты *(б)*

Широкое распространение получила методика Р. Рюденберга, который предположил, что площади поперечного сечения стали и зазора одинаковы, т. е. что магнитный поток и в зазоре замыкается по периметру магнитопровода (рис. 2.28, *а*). Это позволило *распределить* воздушный зазор по всей длине магнитопровода (рис. 2.28, *б*) и получить материал с фиктивной магнитной проницаемостью

$$\mu' \approx \mu / [1 + (\delta / l) \mu], \qquad (2.99)$$

где δ — длина воздушного зазора; l — длина массивного магнитопровода.

В связи с тем что $\mu' < \mu$, расчетная глубина проникновения Δ возрастает:

$$\Delta' = \sqrt{2/(\omega \gamma \mu')}. \qquad (2.100)$$

Методика Р. Рюденберга дает завышенное значение магнитного сопротивления воздушного зазора, так как исходные положения этой методики неверны. Экспериментальные исследования показывают, что распределение индукции в воздушном зазоре под массивным полюсом хотя и неравномерно, но в значительно меньшей степени, чем это предположил Р. Рюденберг. Установлено также, что глубина проникновения магнитного потока Δ почти не зависит от размера воздушного зазора уже на расстоянии нескольких миллиметров от зазора.

Имеются методики, в которых магнитный поток в воздушном зазоре считается распределенным так же равномерно при переменном токе, как и при постоянном. Такое допущение возможно лишь в том случае, если толщина массивного магнитопровода соизмери-

ма с длиной магнитной линии в зазоре, т. е. при соблюдении условия $b \leqslant (2...3)\delta$.

Метод последовательных приближений, при котором определяются приближенно магнитные потенциалы в воздушном зазоре, а потом строится картина поля и производится уточнение потенциалов, весьма трудоемок и пользуются им очень редко. Чаще употребляется метод, при котором вводится понятие эквивалентного контура вихревых токов, трансформаторно связанного с обмоткой возбуждения. Параметры контура вихревых токов определяются экспериментально, после чего магнитный расчет сводится к расчету электрической схемы замещения.

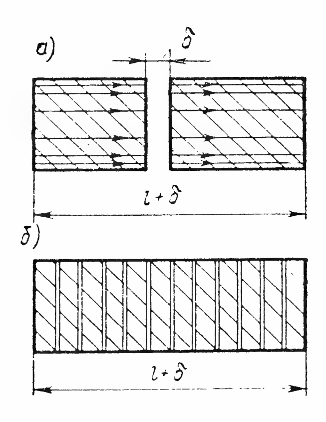


Рис. 2.28. Магнитопровод с зазором и эквивалентный магнитопровод с шихтованной магнитной системой (по Рюденбергу)

В реальных машинах при наличии массивных участков магнитной цепи переменная составляющая магнитного потока очень мала и в большинстве случаев ею можно пренебречь. Обычно представляют интерес переходные процессы при резком изменении тока возбуждения — при гашении поля при авариях, самовозбуждении и т. д., которые будут рассмотрены ниже.

При необходимости создания переменного потока магнитопровод, как уже указывалось, делается *шихтованным,* т. е. собирается из отдельных листов, изолированных друг от друга. Толщина листов должна быть меньше глубины проникновения (см. рис. 2.27, *б*). Для частоты 50 Гц применяется толщина листов 0,5... 0,35 мм, при частоте 400 Гц — 0,2 мм, при частоте 1000 Гц — 0,1 или 0,08 мм.

С уменьшением толщины листов снижается коэффициент заполнения магнитопровода сталью.

При лаковой изоляции значения коэффициента заполнения приведены ниже.

Толщина листа, мм ...	1,0	0,5	0,35	0,2	0,15	0,1	0,08
Коэффициент заполнения, о.е. ...	0,97	0,94	0,91	0,85	0,78	0,7	0,65

Качественно оценить влияние вихревых токов на магнитные свойства стали можно путем замены их эквивалентным короткозамкнутым контуром, имеющим параметры $R_{вих}$ и $L_{вих}$ и магнитную связь с потоком, индуктирующим в нем ЭДС

$$E_{вих} = 4{,}44 f \Phi_{m\,вих}, \qquad (2.101)$$

где $\Phi_{m\,вих}$ — амплитуда потока, замыкающегося через контур вихревого тока.

Для контура вихревого тока можно нарисовать векторную диаграмму (рис. 2.29), как для короткозамкнутой обмотки трансформатора.

Вихревой ток имеет две составляющие: активная составляющая $I_{\text{вих.а}}$ вызвана потерями в контуре и обусловливает наличие активной составляющей в токе обмотки; реактивная составляющая $I_{\text{вих.р}}$ действует размагничивающе, уменьшая магнитную проницаемость стали. Вследствие этого при переменном магнитном потоке в принципе нужно пользоваться другими кривыми намагничивания стали, чем при постоянном токе. Это относится, в частности, к якорю машин постоянного тока, где осуществляется перемагничивание и зубцов и сердечника.

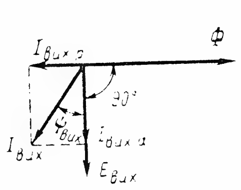


Рис. 2.29. Векторная диаграмма для контура вихревых токов

При частоте 50 Гц и ниже и при толщине листов стали 0,5 и 0,35 мм различие в кривых намагничивания при постоянном и переменном токе очень невелико, однако при повышенных частотах различие может быть большим и должно учитываться при магнитных расчетах.

2.7. Свойства электротехнической стали

Электротехническая сталь обладает высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями в переменном магнитном поле.

В СССР производится сталь толщиной 0,5; 0,35; 0,2; 0,15; 0,1; 0,08; 0,05 и 0,025 мм, что позволяет применять ее на частотах до 20 кГц.

Уменьшение вихревых токов достигается не только путем изготовления стали из тонких листов, но и благодаря добавлению в сталь кремния, из-за чего повышается удельное электрическое сопротивление:

$$\rho = (1 + 1{,}2\%\,\mathrm{Si}) \cdot 10^{-7}\ (\text{Ом} \cdot \text{м})/\text{мм}^2. \qquad (2.102)$$

К сожалению, добавка кремния увеличивает хрупкость стали, что затрудняет штамповку. Обычно штамповку листов статора и ротора производит из стали с содержанием кремния 1...2%, в крупных машинах — до 3%; в листах сравнительно простой формы для магнитопроводов трансформаторов — до 4...4,5%. С увеличением содержания кремния магнитная проницаемость стали при малых индукциях повышается, но снижается максимальная индукция (на рис. 2.30 кривая *А* — 1,8% Si, кривая *Б* — 4,8%).

Магнитные свойства стали зависят от ее структуры: размера зерна кристаллов, их направленности, деформации и т. п. Так, например, пластическая деформация стали ведет к возрастанию коэрцитивной силы и, следовательно, к возрастанию потерь.

С ростом размеров зерна несколько возрастают потери на вихревые токи, но снижаются потери на гистерезис.

Магнитные свойства стали резко улучшаются, когда удается создать кристаллическую структуру стали такой, что оси легкого намагничивания большинства кристаллов направлены в одну сторону и совпадают с направлением намагничивания. Такая сталь называется **текстурованной** и получается методом *холодной прокатки.*

Холоднокатаная текстурованная сталь имеет повышенную магнитную проницаемость (рис. 2.31) и уменьшенные потери, так как

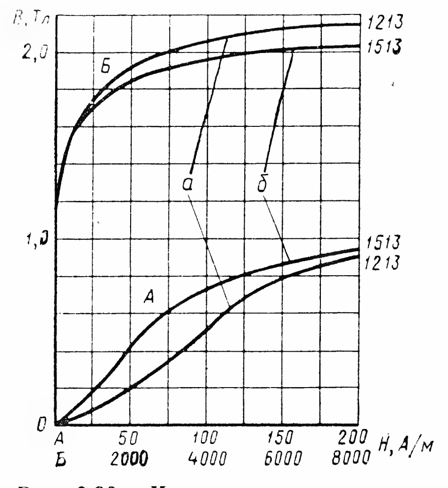


Рис. 2.30. Кривые намагничивания горячекатаных сталей

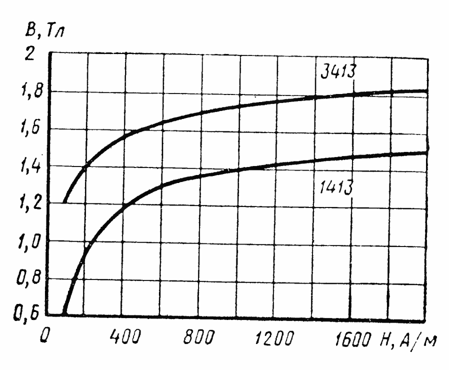


Рис. 2.31. Магнитные характеристики горячекатаной и холоднокатаной сталей

в ней резко уменьшаются (по сравнению с горячекатаной) потери на гистерезис.

При производстве холоднокатаной текстурованной стали последовательно осуществляются:

горячая прокатка до толщины листа 2,5...2,8 мм;

холодная прокатка с 2,5 до 0,7 мм;

промежуточный отжиг при температуре 750...850°С;

холодная прокатка до 0,35 мм.

После этого сталь несколько раз *отжигают* для того, чтобы снять остаточную пластическую деформацию кристаллов. Роль холодной прокатки заключается в том, что при отжиге и медленном охлаждении кристаллы растут в том направлении, в котором они были деформированы. Другими словами, после нагрева холоднокатаной стали до 1100...1200°С, т. е. выше точки Кюри, в ней остаются *затравки*, способствующие росту недеформированных кристаллов с ребрами, ориентированными в направлении прокатки. Полученная электротехническая сталь с ребровой текстурой имеет большую анизотропию магнитных свойств: при намагничивании поперек прокатки магнитная проницаемость хуже, а потери

выше, чем при намагничивании вдоль прокатки. Поэтому при конструировании магнитопроводов из текстурованной холоднокатаной стали стремятся к тому, чтобы магнитный поток не замыкался поперек прокатки: делают косые стыки, витые из ленты стальные сердечники и т. п.

В лабораторных условиях уже удалось получить холоднокатаную сталь с кубической текстурой, в которой магнитные свойства вдоль и поперек прокатки почти одинаково хороши. Однако в настоящее время налажено промышленное производство только лент из такой стали.

Холоднокатаная текстурованная сталь применяется, главным образом, при производстве трансформаторов.

Для производства электрических машин с вращающимся ротором применяется преимущественно холоднокатаная **малотекстурованная** изотропная сталь. Она имеет следующие преимущества по сравнению с горячекатаной сталью:

меньший разброс толщины;

более удобные транспортировка и технология обработки;

меньшие отходы, так как холоднокатаная сталь поставляется в рулонах, а не в листах;

в результате нескольких отжигов качество стали улучшается на 10...20% снижаются потери и немного возрастает максимальная индукция.

Обозначение марок стали состоит из четырех цифр, характеризующих основные свойства стали:

первая цифра — структурное состояние и вид прокатки: *1* — горячекатаная изотропная; *2* — холоднокатаная изотропная; *3* — холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой;

вторая цифра — содержание кремния: *0* — отсутствие кремния; *1* — до 0,8% кремния; *2* — до 1,8%; *3* — до 2,8%; *4* — до 3,8%; *5* — до 4,8%;

третья цифра — группа по основной нормируемой характеристике: *0* — удельные потери при магнитной индукции 1,7 Тл и частоте 50 Гц; *1* — удельные потери при 1,5 Тл и 50 Гц; *2* — удельные потери при 1,0 Тл и 400 Гц; *6* — магнитная индукция при напряженности поля 0,4 А/м; *7* — магнитная индукция при 10 А/м;

четвертая цифра — порядковый номер типа стали; чем больше эта цифра, тем ниже удельные потери (если нормируемая характеристика — удельные потери).

Свойства некоторых марок электротехнической стали, выпускаемых в СССР, приведены в табл. 2.1.

В табл. 2.1 указана гарантированная индукция при напряженности поля $H=2500$ А/м и потери в одном килограмме стали при синусоидальном изменении потока с частотой 50 Гц для двух значений амплитуды индукции — 1,0 и 1,5 Тл.

Из табл. 2.1 видно, что при одном и том же содержании кремния текстурованная сталь имеет на 25% большую индукцию и в 3...4 раза меньшие потери, чем горячекатаная.

Таблица 2.1

Марка стали	Толщина стали, мм	Тип стали	B, Тл, не менее	Удельные потери, Вт/кг, не более	
				$P1{,}0/50$	$P1{,}5/50$
1213	0,5	Горячекатаная	1,50	2,8	6,5
1312	0,5	»	1,48	2,2	5,3
1412	0,5	»	1,46	1,8	3,9
1514	0,5	»	1,44	1,15	2,7
1514	0,35	»	1,44	0,9	2,2
2211	0,5	Холоднокатаная малотекстурованная (изотропная)	1,55	2,5	5,8
2411	0,5	То же	1,48	1,5	3,4
3414	0,35	Холоднокатаная текстурованная	1,85	0,5	1,1
3415	0,35	То же	1,85	0,44	1,0
3415	0,3	»	1,85	0,4	0,9

Для определения потерь при других значениях индукции и частоты можно пользоваться экстраполяционной формулой

$$p = p_0 (\alpha f/50 + \beta f^2/50^2)(B/B_0)^2, \qquad (2.103)$$

где p_0 — удельные потери при частоте 50 Гц и индукции B_0, приведенные в справочнике; α и β — коэффициенты, учитывающие относительное значение потерь на гистерезис $P_г$ и вихревые токи $P_{вих}$.

Составляющие потерь для некоторых марок электротехнической стали, определенные экспериментально, приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Марка стали	$P1{,}5/50$, Вт/кг	$P_г$, Вт/кг	$P_{вих}$, Вт/кг	$P_г$, %	$P_{вих}$, %	Тип стали
1213	6,2	4,35	1,85	70	30	Горячекатаная
1312	4,8	3,65	1,15	76	24	»
1412	3,6	2,40	1,20	67	33	»
1514	2,7	1,40	1,30	59	48	»
3413	1,16	0,35	0,81	30	70	Холоднокатаная
3414	1,08	0,28	0,80	28	74	Текстурованная

Из табл. 2.2 видно, что в горячекатаных сталях при частоте 50 Гц преобладают потери на гистерезис, они составляют 60...76% от всех потерь. В холоднокатаных сталях, наоборот, преобладают потери на вихревые токи, они составляют 70...74% от всех потерь. В соответствии с этим в формуле (2.104) для нетекстурованных (горячекатаных) и холоднокатаных изотропных сталей следует принимать $\alpha \approx 0{,}7$ и $\beta \approx 0{,}3$. Для холоднокатаной текстурованной стали при намагничивании вдоль прокатки $\alpha \approx 0{,}3$ и $\beta \approx 0{,}7$.

Для снижения потерь на вихревые токи в холоднокатаной стали начат выпуск стали меньшей толщины — 0,3 и 0,28 мм — для производства трансформаторов.

При механической обработке происходит пластическая деформация металла и потери в стали могут значительно возрасти, особенно в холоднокатаной стали. Поэтому рекомендуется после механической обработки производить отжиг стали при температуре 750...950°С.

В холоднокатаной текстурованной стали повторный отжиг не восстанавливает полностью магнитных свойств стали, так как на срезе (там, где происходил наклеп металла) текстура нарушается и после повторного отжига растут новые зерна с беспорядочной ориентацией. В связи с этим иногда на электромашиностроительные заводы поставляется неотожженная электротехническая сталь. После механической обработки должен производиться высокотемпературный отжиг этой стали (при 1150°С) для создания магнитной текстуры.

Особенно большие деформации возникают при навивке магнитопровода из стальной ленты. Поэтому холоднокатаная лента толщиной 0,08...0,15 мм поставляется в неотожженном состоянии (*нагартованная*). После высокотемпературного отжига потери в ленте на 5...15% ниже, а индукция на столько же выше, чем у ленты, поставляемой в отожженном состоянии, прошедшей низкотемпературный отжиг (750...850°С) после штамповки. Отжиг должен производиться в атмосфере инертного газа, чтобы не появилась окалина, которая существенно снижает (на 10...20%) магнитную проницаемость стали. При низкотемпературном отжиге в *проходных печах,* который длится менее 3 мин, окисления можно не опасаться.

Высоколегированная сталь обычно поступает с заводов очищенной от окалины (*травленой*).

При сборке магнитопровода листы стали подвергаются боковому сжатию, вследствие чего потери в стали возрастают, в основном из-за роста потерь на вихревые токи.

В текстурованной стали потери возрастают на 10...25%; в нетекстурованной — на 3...6%. Кроме того, в собранном магнитопроводе могут возникать дополнительные потери из-за нарушения изоляции между листами и замыкания соседних листов заусенцами. Учет этих потерь ведется обычно статистически, с помощью поправочных коэффициентов. При хорошей технологии изготовления электрических машин потери в стали собранной машины не превышают расчетных значений более чем в 1,5...2,0 раза.

Чем выше частота, тем более тонкую сталь надо применять для уменьшения потерь от вихревых токов. Однако с уменьшением толщины ленты растут коэрцитивная сила, потери на гистерезис. Особенно сильно возрастает коэрцитивная сила при толщине ленты менее 0,05 мм, вследствие чего минимальная толщина выпускаемой стали 0,025 мм, а максимальная частота — 20 кГц.

Например, удельные потери в холоднокатаной текстурованной

стали 3416 при частоте 400 Гц и индукции $B_m=0{,}75$ Тл, при толщине листа от 0,15 до 0,08 мм минимальны и почти одинаковы, а при дальнейшем уменьшении толщины резко возрастают.

Аналогичный характер имеют зависимости удельных потерь от толщины листа и других марок стали, в том числе и для горячекатаной стали.

Ниже приведены данные об удельных потерях в горячекатаной стали 1515 при $f=400$ Гц и $B_m=0{,}75$ Тл.

Толщина листа, мм	0,35	0,2	0,1
Потери на гистерезис, Вт/кг	3,2	3,5	4,0
Потери на вихревые токи, Вт/кг	8	3,5	2,0
Полные потери, Вт/кг	11,2	7,0	6,0

При изменении толщины листа от 0,35 до 0,1 потери на гистерезис возросли на 0,8 Вт/кг, т. е. на 25%; в то же время потери на вихревые токи уменьшились на 6 Вт/кг, в результате чего общие потери снизились почти в 2 раза.

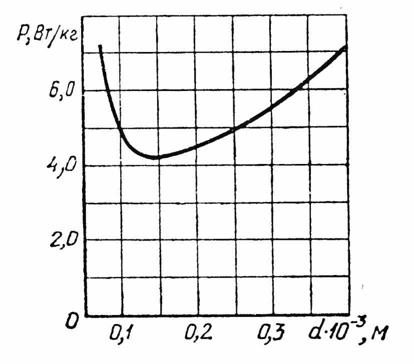


Рис. 2.32. Зависимость потерь в стали 3416 от толщины листа при $B_{max}=0{,}75$ Тл, $f=400$ Гц

На рис. 2.33 приведены зависимости удельных потерь в стали от частоты для марок 3416 (рис. 2.33, *а*) и 1515 (рис. 2.33, *б*) при индукции $B_m=0{,}2$ Тл. Из этих кривых видно, что при частотах больше 5 кГц удельные потери стали очень велики даже при сравнительно небольшой индукции ($B_m=0{,}2$ Тл), вследствие чего применение электротехнических сталей становится малоэффективным и следует использовать *ферриты* или аморфную сталь.

Ферриты изготавливаются из смеси оксидов железа, никеля, марганца и других металлов. Оксиды измельчаются и смешиваются в определенной пропорции, а затем из смеси прессуются сердечники (при давлении $(1 \dots 3)\cdot 10^5$ кН/м^2) и отжигаются при температуре 1200...1400°С. Электрическое сопротивление ферритов очень велико, в связи с чем вихревые токи малы и ферриты могут применяться до частоты 100 кГц.

При расчете магнитной цепи на переменном токе можно пользоваться кривыми намагничивания, снятыми при постоянном токе, если действие вихревых токов не слишком велико, как, например, при частоте 50 Гц, толщине листа 0,5 мм или менее. По этим кривым можно определить амплитуду магнитной индукции при амплитудном значении напряженности поля или МДС.

При синусоидальном изменении магнитной индукции по времени, что обычно имеет место, кривая намагничивающего тока несинусоидальна, на его форму влияет нелинейность кривой намагничивания и петля (цикл) гистерезиса.

При очень медленном перемагничивании стали получается *статический цикл гистерезиса* (сплошная линия на рис. 2.34), площадь которого пропорциональна потерям на гистерезис.

При перемагничивании образца стали в переменном поле получается *динамический цикл гистерезиса* (пунктирная линия на рис. 2.34), площадь которого пропорциональна общим потерям. При этом возрастает и амплитуда тока.

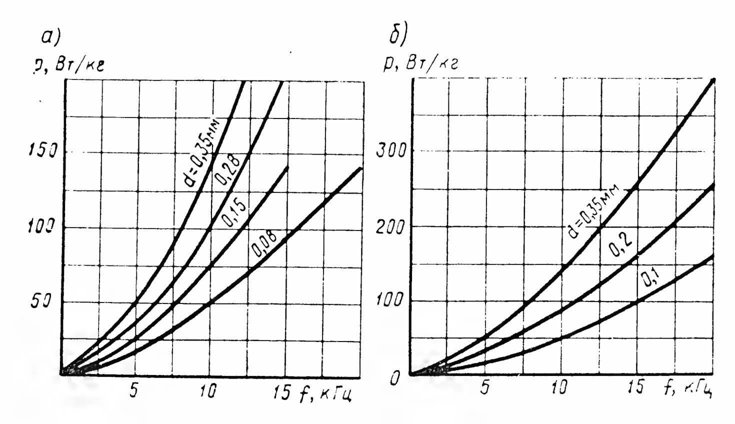


Рис. 2.33. Зависимости потерь в стали от частоты перемагничивания при $B_{max}=0,2$ Тл для текстурованной стали 3415 и горячекатаной стали 1516

Построение кривой намагничивающего тока с использованием динамической петли показано на рис. 2.35.

Форма кривой намагничивающего тока имеет большие пики, соответствующие максимальной индукции, вследствие чего отношение амплитуды тока к действующему значению значительно больше, чем при синусоидальном изменении тока.

При расчете обмотки — определении площади сечения проводников, нагрева обмотки и т. п.— обычно важно действующее значение тока. Поэтому часто кривая намагничивания при переменном токе изображается в виде $B_m=f(H_д)$, где $H_д$ — напряженность поля, соответствующая действующему значению тока обмотки. На рис. 2.36 кривая намагничивания электротехнической стали изображена в двух видах: сплошная линия — $B=f(H)$, как обычно, принимается для постоянного тока и пунктирная линия — $B_m=f(H_д)$, что более удобно для расчетов при переменном токе.

На первый взгляд на рис. 2.36 — кривая намагничивания в разных масштабах. Однако отношение максимального тока намагничивания к действующему току не остается постоянными и, следовательно, «масштаб» меняется. Так, например, для электротехнической стали *3413* при индукциях 0,2...0,5 Тл $H_m/H_д\approx1,42$, а при $B_m\approx1,8$ Тл это отношение достигает значения 2,43. Следовательно, определение действующего значения намагничивающего тока

по кривым намагничивания для постоянного тока в принципе возможно (при слабо выраженном реактивном действии вихревых токов), но весьма затруднительно. Поэтому желательно иметь маг-

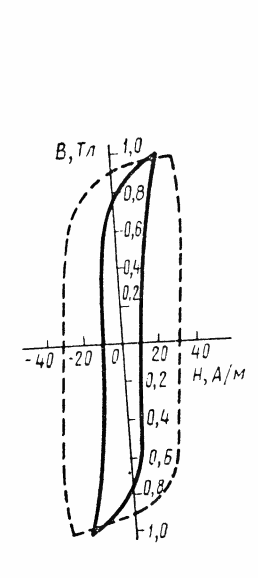


Рис. 2.34. Петли гистерезиса

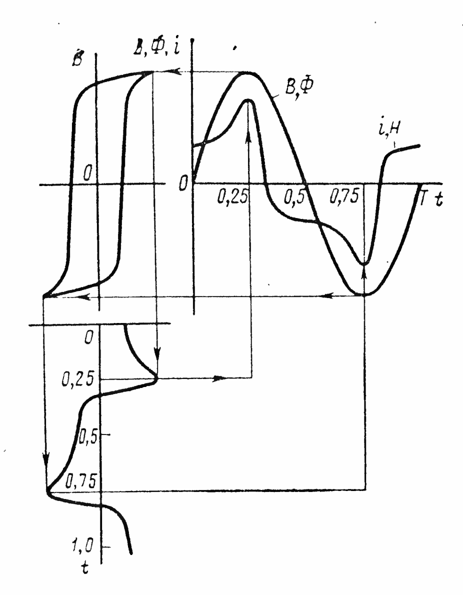


Рис. 2.35. Схема определения мгновенного значения намагничивающего тока

нитные характеристики стали, снятые на переменном токе, т. е. в виде $B_m = f(H_д)$.

При высоких частотах возрастают не только потери в стали, но и реактивное (размагничивающее) действие вихревых токов.

На рис. 2.37 изображены кривые намагничивания стали 1515 при переменном токе при различных частотах. Из рисунка видно, что при частоте 400 Гц (средняя кривая) напряженность магнитного поля H больше, чем при частоте 50 Гц (верхняя кривая), в 1,5 ... 2 раза. Еще больше H при частоте 1000 Гц (нижняя кривая).

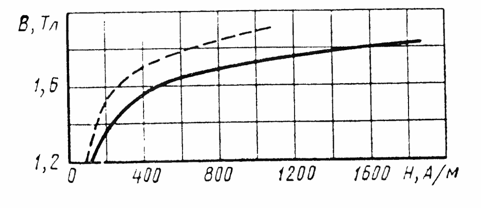


Рис. 2.36. Кривые намагничивания стали 3413 при переменном токе $B_m = f(H_д)$ и $B_m = f(_m)$

На рис. 2.38 приведены кривые намагничивания горячекатаной стали 1515 при частоте $f = 10$ кГц (рис. 2,38, *а*) и для холоднокатаной текстурованной стали 3416 толщиной 0,08 мм

(рис. 2.38, *б*) при различных частотах, особенно наглядно иллюстрирующие реактивное действие вихревых токов.

При расчете магнитной системы трансформатора часто пользуются методом, основанным на измерении *реактивной мощности*, необходимой для намагничивания стали.

Рис. 2.37. Кривые намагничивания стали 1515 толщиной 0,35 мм при различных частотах

Для простейшего случая замкнутого магнитопровода с постоянной площадью сечения действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = H_д l_М / w, \quad (2.104)$$

где $l_М$ — длина магнитной линии; w — число витков обмотки.

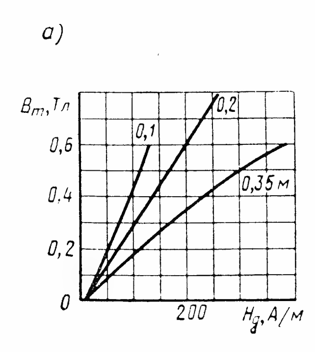
Из формулы $E = 4{,}44 f w \Phi_m$ определяется число витков

$$w = E/(4{,}44 f \Phi_m) = E/(4{,}44 f B_m Q_{Fe}), \quad (2.105)$$

где Q_{Fe} — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Найденное значение подставляется в (2.104) и получается

$$E I_\mu = H_д l_М Q_{Fe} 4{,}44 f B_m. \quad (2.106)$$



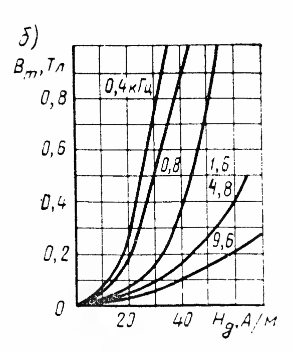


Рис. 2.38. Кривые намагничивания $B_m = f(H_д)$ стали 1515 при $f = 10$ кГц и для стали 3416 при $d = 0{,}08$ и разных частотах

Так как в трансформаторе $E \approx U$ и $l_М Q_{Fe} = V_{Fe}$ — объем стали, равный $V = G/\gamma$, где G — масса магнитопровода; γ — плотность ста-

ли, то из (2.106) следует

$$\boxed{UI_{\mu}=Gq,} \qquad (2.107)$$

где удельная намагничивающая мощность $q=\varphi(B_m, f)$ определяется экспериментально для каждой из марок стали, предназначенной для изготовления магнитопроводов трансформаторов.

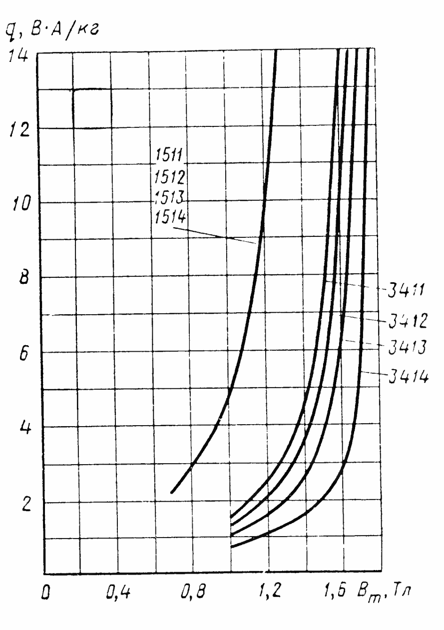


Рис. 2.39. Зависимость намагничивающей мощности от амплитуды индукции для стали различных марок

На рис. 2.39 приведены зависимости $q=\varphi(B_m)$ при $f=$ $=50$ Гц для наиболее часто применяемых электротехнических сталей толщиной 0,35 мм.

Для работы при высоких частотах (3,00...20 кГц) применяют очень тонкие ленты толщиной 0,03; 0,02 и 0,01 мм. В тонких лентах могут резко возрастать потери на гистерезис. Чтобы устранить этот эффект, создают материал со специальной структурой и текстурой.

Тончайшая анизотропная лента, поставляемая в отожженном и нагартованном состоянии, обладает кристаллографической текстурой высокой степени совершенства с осью легкого намагничивания вдоль направления проката.

Дополнительное легирование электротехнической стали с большим содержанием кремния (2,8 ... 4,0%) алюминием (0,2 ... 0,4%) или молибденом (0,2 ... 0,5%) позволило получить тонкие изотропные ленты, у которых почти одинаковые магнитные свойства в продольном и поперечном направлениях прокатки. Ленты из стали марки *2421* можно использовать при частотах до 20 кГц.

В последнее время разработаны стали с кубической текстурой, с низкими удельными потерями в любом направлении плоскости ленты (P 1,5/400$\leqslant$17 Вт/кг) и высокой индукцией насыщения ($B_s>$1,8 Тл). Таких свойств добиваются легированием никелем и фосфором стали, содержащей 2,8....3,2% кремния, и применением специальной технологии производства. К новому виду магнитомягких материалов принадлежат аморфная сталь и аморфные магнитные материалы, обладающие высокими магнитными и механическими свойствами, что обусловлено особенностями их структуры. Они представляют собой неупорядоченные магнетики, в которых

отсутствует периодичность в расположении атомов, т. е. кристаллоподобное состояние существует лишь на расстояниях, соизмеримых с межатомными. Аморфные магнитные материалы могут существовать лишь при температурах, не превышающих предельную $T = 125...150°C$. При более высокой температуре начинается переход аморфных сплавов в кристаллическое состояние; полностью он заканчивается при температуре 500...400°С. Для получения аморфного состояния жидкий расплав выдавливают через кварцевое сопло на стальной барабан, охлаждаемый водой, линейная скорость на котором составляет примерно 20 м/с. Скорость охлаждения должна превосходить 10^4 град/с. Операция охлаждения осуществляется в атмосфере аргона, чтобы предотвратить окисление. Толщина ленты получается 30...50 мкм.

Магнитные и физико-химические свойства аморфных магнитных материалов, их стабильность зависят от химического состава. Наиболее перспективны железоникелевые (40% Fe, 40% Ni, 14% P, 6% B), высококобальтовые (70% Co, 5% Fe, 15% Si, 10% B) и высокожелезистые (80% Fe, 16% P, 3% C, 1% B) аморфные сплавы.

Для кобальтового сплава 85КСР-А характерна прямоугольная петля гистерезиса; он применяется в устройствах памяти.

Железоникелевый сплав 45НПР-А может быть использован для сердечников устройств, работающих в диапазоне частот до 50 кГц.

Высокожелезистый сплав 94ЖСР-А имеет индукцию насыщения $B_s = 1{,}6$ Тл и удельные потери $P1{,}3/50 = 0{,}46...0{,}26$ Вт/кг, т. е. в 2...3 раза меньше, чем лучшие холоднокатаные стали.

Аморфные магнитные материалы анизотропны. По механическим свойствам они превосходят кристаллические стали, для них характерно соединение высокой твердости, прочности и пластичности.

Вопросы для самопроверки

1. Какие методы построения картины магнитного поля вам известны?
2. Каковы основные правила графического построения картины магнитного поля?
3. Как устанавливаются начальные значения скалярного магнитного потенциала в узлах потенциальной сетки?
4. Как учитывается зубчатость якоря при определении магнитного напряжения воздушного зазора?
5. Какими упрощенными методами можно определить магнитное напряжение зубцового слоя?
6. Чем ограничивается максимальное значение коэффициента полюсного перекрытия?
7. Как учитывается магнитная проводимость паза при расчете магнитного напряжения зубцового слоя?
8. Как сказывается на кривой распределения индукции насыщение полюсных наконечников?
9. Как определяется коэффициент насыщения магнитной системы?

10. Как можно использовать универсальную кривую намагничивания для уменьшения трудоемкости магнитных расчетов?

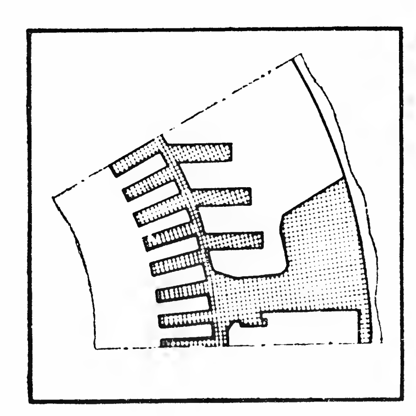
11. Какие преимущества дает применение рулонной изотропной холоднокатаной стали перед горячекатаной листовой?

12. Какой вид потерь (на гистерезис или на вихревые токи) значительно ниже в холоднокатаной текстурованной стали, чем в горячекатаной?

13. Чем отличаются кривые намагничивания стали, снятые при переменном токе повышенной частоты (400 Гц и выше), от кривых намагничивания, снятых при постоянном токе?

14. Какие положительные свойства имеет аморфная сталь?

15. Какую предельную температуру допускает аморфная сталь?



3

Реакция якоря

Магнитное поле машины при холостом ходе создается током, проходящим по обмотке возбуждения. При работе машины под нагрузкой ток проходит и по обмотке якоря, в связи с чем возникает МДС якоря, изменяющая магнитное поле машины. Это явление называется реакцией якоря.

Реакция якоря сказывается, главным образом, на характере распределения индукции в воздушном зазоре машины и в зубцах якоря. Она вызывает увеличение максимального напряжения между коллекторными пластинами и максимальной индукции в зубцах якоря, что приводит к росту потерь в стали и другим нежелательным последствиям.

3.1. Магнитное поле машины при нагрузке

Рассмотрим качественную сторону процесса на примере генератора, щетки в котором стоят на геометрической нейтрали. Если к щеткам генератора присоединена внешняя нагрузка — сопротивление, то направление тока в проводниках обмотки совпадает с направлением ЭДС, индуцируемой в них при вращении в магнитном поле.

Направление тока в якоре генератора, изображенного на рис. 3.1, *а*, показано на рис. 3.1, *б*. Несмотря на то что якорь вращается, магнитное поле, образуемое током обмотки, неподвижно в пространстве, так как неизменно направление тока в проводниках, расположенных по одну сторону от линии, соединяющей щетки. Магнитное поле якоря симметрично и может быть изображено вектором $\bar{F}_a$, совпадающим по направлению с осью щеток. В данном случае, при щетках на геометрической нейтрали, вектор направлен перпендикулярно оси симметрии главных полюсов — имеет место *поперечная реакция якоря.*

Под действием поперечной реакции якоря результирующее магнитное поле искажается: под одним краем полюса индукция возрастает, а под другим — уменьшается (рис. 3.2). Искажение маг-

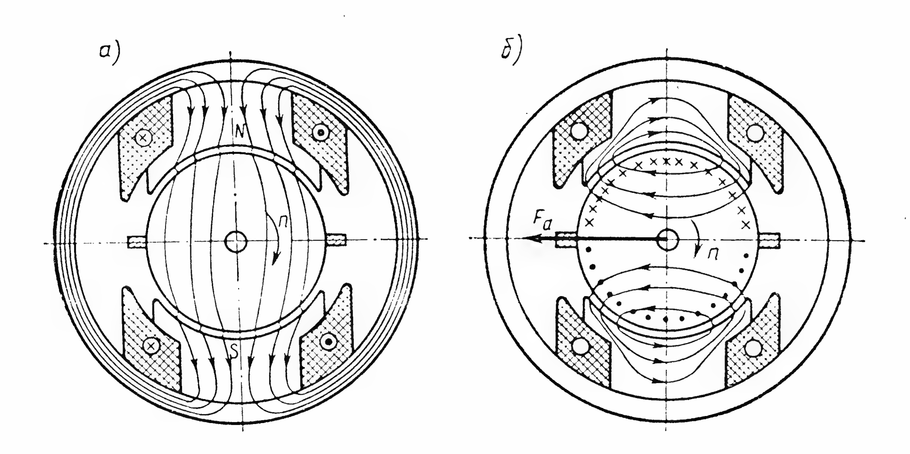


Рис. 3.1. Схема возникновения поля якоря

нитного поля в воздушном зазоре иногда приводит к вредным последствиям: возрастают потери в стали якоря, увеличивается максимальное напряжение между смежными пластинами, что способствует возникновению электрической дуги между ними, и т. д. Следовательно, необходим точный количественный учет действия реакции якоря.

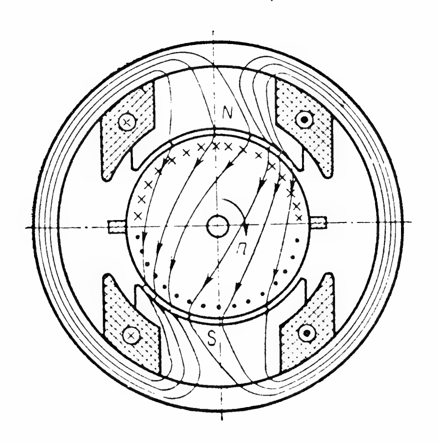


Рис. 3.2. Результирующий магнитный поток в машине с гладким якорем

Анализ начнем с простейшего случая, когда насыщения стали (в первую очередь зубцов якоря) нет и можно воспользоваться методом суперпозиции: на магнитное поле при холостом ходе накладывается магнитное поле, создаваемое МДС якоря. При отсутствии насыщения стальных частей магнитопровода МДС равна падению магнитного потенциала в воздушном зазоре. Построение картины поля якоря в воздушном зазоре производится исходя из следующих условий:

поверхности главных полюсов и ярма являются эквипотенциальными, т. е. поверхностями уровня;

зубчатый якорь заменяется гладким, на поверхности которого расположен очень тонкий слой тока, имеющий ту же МДС, что и реальная обмотка якоря.

Магнитодвижущая сила токового слоя, приходящаяся на единицу длины окружности якоря, называется *линейной нагрузкой*:

$$A = \frac{I_a}{2a} \frac{N}{\pi D_a}, \tag{3.1}$$

где $2a$ — число параллельных ветвей обмотки; N — число проводников обмотки якоря.

Если вести интегрирование вдоль какой-либо линии индукции, проходящей через воздушный зазор на расстоянии x от оси главного полюса, то МДС якоря по этому контуру $F_{ax} = 2xA$ вследствие симметрии магнитного поля (см. рис. 3.1, *б*).

Так как по оси главного полюса индукция от МДС якоря равна нулю, а слева и справа от оси имеет разные знаки, потенциал поверхности якоря под серединой полюса принимается равным нулю, а МДС якоря равномерно возрастающей по мере удаления от оси полюса:

$$\boxed{F'_{ax} = \pm xA.} \tag{3.2}$$

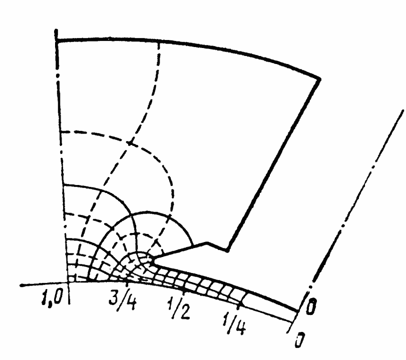


Рис. 3.3. Картина поля, создаваемого МДС якоря

Из картины магнитного поля, создаваемого МДС якоря, в воздушном зазоре и межполюсном пространстве (рис. 3.3) видно, что линии индукции, как и в картине МДС главных полюсов, практически перпендикулярны поверхностям полюса и якоря и направлены в зазоре между якорем и полюсом по кратчайшему расстоянию между ними. Это позволяет упростить расчет магнитного поля; можно считать, что напряженность поля якоря в зазоре

$$H_{\delta a} = F'_{ax}/\delta_i = \pm xA/\delta_i; \quad B_{\delta a} = \pm \mu xA/\delta_i. \tag{3.3}$$

На рис. 3.4, *б* показана диаграмма изменения МДС якоря и обусловленной ею индукции при равномерном воздушном зазоре. От середины полюса до его края индукция $B_{\delta a}$ линейно возрастает с увеличением МДС якоря $F'_{ax} = \pm xA$. Ближе к геометрической нейтрали $B_{\delta a}$ резко уменьшается, несмотря на то, что F'_{ax} продолжает расти. Это происходит из-за возрастания магнитного сопротивления в пространстве между двумя полюсами. Индукция на поверхности якоря в межполюсном пространстве должна определяться из картины поля, как это было описано в гл. 2. На том же рисунке показаны распределение индукции при холостом ходе (рис. 3.4, *а*) и результирующая кривая распределения индукции на

поверхности якоря под нагрузкой (рис. 3.4, *в*)

$$B_\delta = B_{\delta 0} \pm B_{\delta a}, \qquad (3.4)$$

что соответствует результирующей МДС в зазоре

$$\boxed{F_\delta = F_{\delta 0} \pm xA.} \qquad (3.5)$$

Основной результат воздействия реакции якоря на поле машины — искажение кривой распределения индукции под полюсом. (Из рис. 3.4 видно, что амплитудное значение индукции под нагрузкой больше, чем при холостом ходе). Это ведет к возрастанию потерь в стали зубцов, а также к увеличению амплитуды ЭДС в витках, что может вызвать возникновение электрической дуги на коллекторе (см. § 3.4).

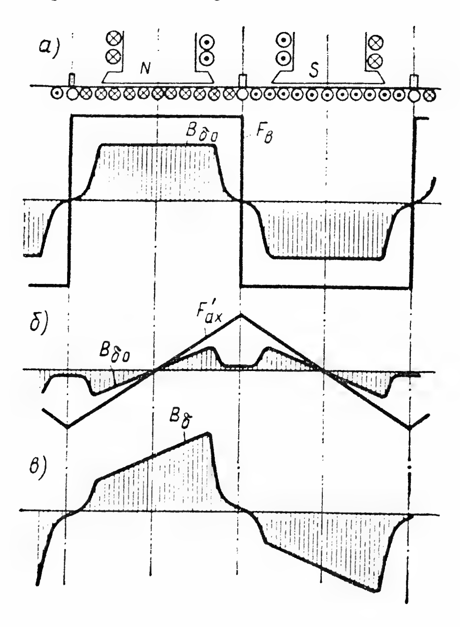


Рис. 3.4. Распределение индукции на поверхности якоря

В ненасыщенных машинах постоянного тока поперечная реакция якоря не вызывает изменения результирующего магнитного потока и ЭДС на щетках, так как относительно геометрической нейтрали, на которой стоят щетки, результирующий поток якоря равен нулю. Этим поперечная реакция якоря в машинах постоянного тока существенно отличается от реакции якоря в синхронных машинах, где поперечная реакция якоря сильно влияет на результирующий магнитный поток.

В машинах без дополнительных полюсов имеет значение и то, что на геометрической нейтрали под действием реакции якоря индукция становится отличной от нуля; это ухудшает коммутацию. Поэтому в машинах мощностью более 1 кВт всегда имеются дополнительные полюсы, создающие в зоне коммутации требуемое магнитное поле.

3.2. Влияние реакции якоря при наличии насыщения магнитопровода

Картина магнитного поля в воздушном зазоре машины под нагрузкой при больших токах обмоток возбуждения и якоря может существенно отличаться от картины, рассмотренной в предыдущем параграфе, из-за насыщения стальных участков магнитопровода.

Наиболее существенное влияние на картину поля в воздушном зазоре оказывает насыщение зубцового слоя. В некоторых машинах нужно учитывать также насыщение полюсных наконечников.

Учет насыщения зубцов производится с помощью переходных характеристик.

В случае постоянного воздушного зазора переходная характеристика $B_\delta=\Phi_0/(\alpha\tau l_a)=f(F_\delta+F_Z)$ единственна (рис. 3.5), и все построения получаются сравнительно простыми.

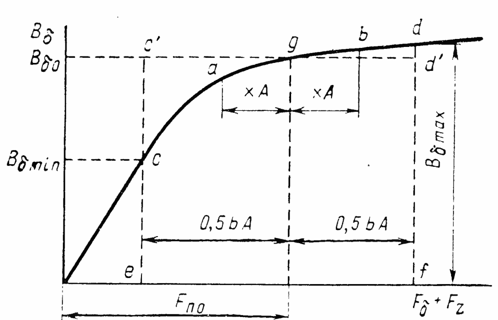


Рис. 3.5. Диаграмма для построения кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре машины под нагрузкой при постоянном воздушном зазоре

По оси симметрии главного полюса МДС якоря равна нулю и магнитное напряжение между поверхностью полюса и дном пазов под нагрузкой такое же, как и при холостом ходе:

$$F_{п0}=F_{\delta 0}+F_{Z0} \qquad (3.6)$$

(индексом «0» обозначены значения при холостом ходе).

Значению $F_{п0}$ соответствует индукция под серединой полюса $B_{\delta 0}$.

Магнитодвижущая сила между дном пазов и поверхностью полюса на расстоянии x от главного полюса

$$F_{пx}=F_{\delta 0}+F_{Z0}\pm F'_{ax}=F_{\delta 0}+F_{Z0}\pm xA, \qquad (3.7)$$

чему соответствуют точки «a» и «b» на рис. 3.5, ординаты которых дают соответствующие индукции в воздушном зазоре — $B'_{\delta x}$ и $B''_{\delta x}$.

Отрезок переходной кривой, расположенный между точкой c, соответствующей минимальной МДС под краем полюса $F_{п\,min}=F_{\delta 0}+F_{Z0}-0{,}5\,bA$, и точкой d, соответствующей максимальной МДС $F_{п\,max}=F_{\delta 0}+F_{Z0}+0{,}5\,bA$, характеризует распределение индукции в воздушном зазоре машины под нагрузкой. Только по оси абсцисс откладывается не МДС, а расстояние от оси главных полюсов: $x=F/A$ [м]; за начало отсчета принимается точка под серединой полюса:

$$x=(F-F_{\delta 0}-F_{Z0})/A. \qquad (3.8)$$

Под одним краем полюса, где МДС под действием реакции якоря уменьшается, насыщение зубцов якоря меньше, чем под другим краем полюса, где МДС в переходном слое возрастает. Вследствие этого изменение индукции не пропорционально изменению МДС: под одной половиной полюса индукция возрастает меньше, чем уменьшается под другой половиной. Поэтому результирующий магнитный поток под нагрузкой несколько уменьшается.

Наглядно представить себе, насколько уменьшается магнитный поток, можно путем следующих дополнительных построений.

Через точку $B_{\delta 0}$ проводится прямая, параллельная оси ординат, которая дает распределение магнитного потока в воздушном зазоре при холостом ходе, когда индукция по длине полюсной дуги неизменна. Магнитный поток при холостом ходе

$$\Phi_0 = B_{\delta 0} l_a b, \tag{3.9}$$

т. е. пропорционален площади прямоугольника $efd'c'$ на рис. 3.5.

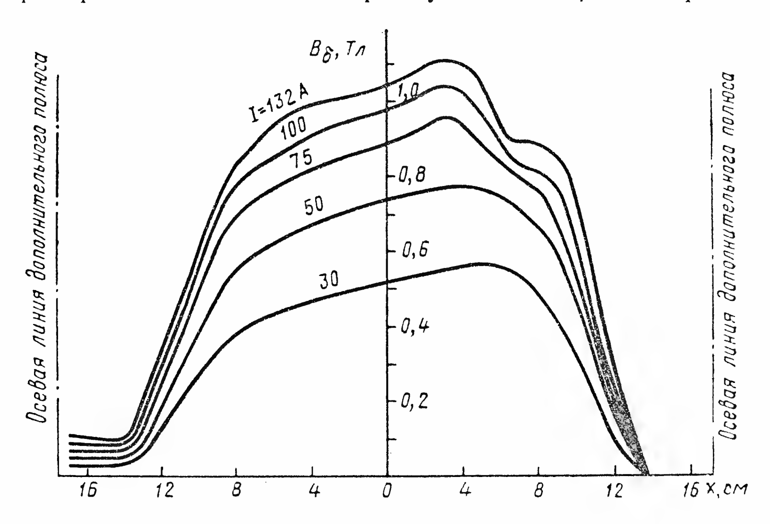


Рис. 3.6. Распределение индукции в воздушном зазоре машины постоянного тока под нагрузкой

Под нагрузкой поток пропорционален площади криволинейной трапеции $efdgc$, которая получится, если из площади прямоугольника $efd'c$ вычесть площадь треугольника $cc'g$ и прибавить площадь треугольника $dd'g$. Следовательно, уменьшение магнитного потока пропорционально разности площадей треугольников $cc'g$ и $dd'g$.

Наибольшая разность площадей этих треугольников в том случае, если точка g, характеризующая индукцию при холостом ходе, находится на колене кривой намагничивания. Тогда уменьшение магнитного потока под действием поперечной реакции якоря 3 ... 5%.

При отсутствии насыщения или очень большом насыщении размагничивающее действие реакции якоря отсутствует, так как треугольники $cc'g$ и $dd'g$ располагаются на прямолинейных частях переходной характеристики и их площади равны.

При переменном воздушном зазоре одновременно изменяются МДС в переходном слое $F_{\text{п}x} = F_{\delta 0} + F_{Z0} \pm xA$ и размер воздушного зазора. Поэтому определение магнитной индукции в воздушном за-

зоре производится по семейству переходных характеристик аналогично тому, как это делалось при холостом ходе для машины с неравномерным воздушным зазором (см. рис. 2.16).

Характерные кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре машины постоянного тока мощностью 200 кВт показаны на рис. 3.6. Для этой же машины кривые при холостом ходе были показаны на рис. 2.19.

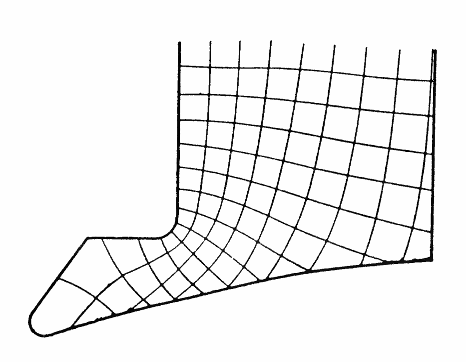


Рис. 3.7. Картина поля в сердечнике полюса под нагрузкой

Форма кривых определяется многими факторами: увеличением воздушного зазора под краями полюсов, наличием реакции якоря, насыщением зубцов якоря и полюсных наконечников.

Учет насыщения полюсных наконечников производится так же, как при холостом ходе: рисуется картина поля в сердечнике полюса без учета насыщения (рис. 3.7), затем производится вычисление индукции в воздушном зазоре, начиная с края полюса, аналогично тому, как это было описано в гл. 2. Картина поля в сердечнике полюса машины, работающей под нагрузкой, изменяется мало; эквипотенциальные поверхности в полюсе в местах сгущения магнитного потока остаются примерно такими же, как при холостом ходе. Поэтому часто учет насыщения полюсного наконечника в режиме нагрузки можно производить, пользуясь картиной поля в сердечнике полюса, построенной для режима холостого хода.

3.3. Реакция якоря при смещении щеток с нейтрали

Щетки могут быть преднамеренно или случайно сдвинуты с нейтрали на какой-то угол. На рис. 3.8 показан генератор, у которого щетки сдвинуты по направлению вращения на угол β. В соответствии с этим МДС якоря также поворачивается на угол β, в ту же сторону.

Обозначим МДС якоря пространственным вектором, направленным по оси, проходящей через середины щеток: $\bar{F}_a=\tau A$, и разложим МДС якоря на две составляющие:

— поперечную, направленную по геометрической нейтрали,

$$\boxed{F_{aq}=F_a\cos\beta,} \tag{3.10}$$

— продольную, направленную по оси главных полюсов,

$$\boxed{F_{ad}=F_a\sin\beta.} \tag{3.11}$$

Продольная составляющая МДС якоря (щетки смещены по направлению вращения ротора генератора) направлена против МДС обмотки возбуждения, т. е. действует размагничивающе. При смещении щеток против вращения ротора генератора продольная составляющая МДС якоря усиливает магнитный поток (рис. 3.8, *б*), т. е. намагничивают машину.

Наглядно представить себе размагничивающее или намагничивающее действие продольной составляющей реакции якоря помо-

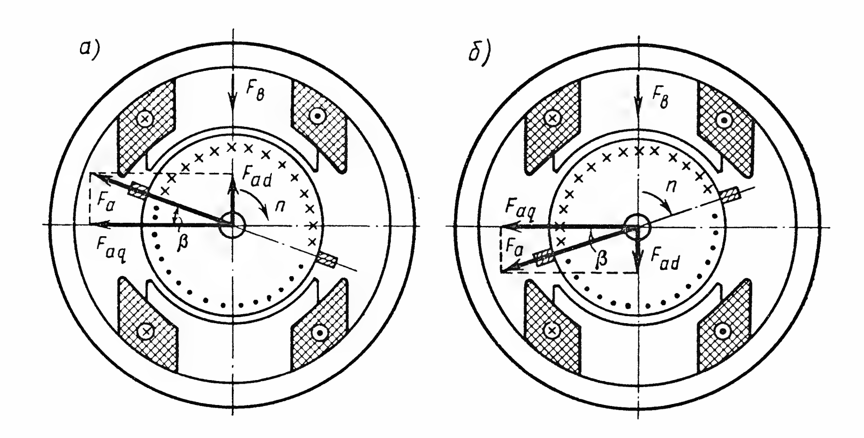


Рис. 3.8. Реакция якоря при щетках сдвинутых с нейтрали

гает рис. 3.9, из которого видно, что полный ток, с которым сцеплены линии магнитной индукции, замыкающиеся через главные полюсы и якорь,

$$F = F_{г.п} \pm 2A\tau\beta/\pi, \tag{3.12}$$

продольная составляющая реакции якоря

$$F_{ad} = \pm 2A\tau\beta/\pi. \tag{3.13}$$

При малых углах β, когда полюсная дуга b меньше дуги

$$b' = \tau(1 - 2\beta/\pi), \tag{3.14}$$

полный ток которой создает поперечную составляющую реакции якоря, искажающее действие реакции якоря определяется так же, как и при щетках, установленных на геометрической нейтрали: $F'_{ax} = \pm xA$. Однако МДС между дном пазов и поверхностью полюса в отличие от (3.7) имеет и составляющую, обусловленную продольной реакцией якоря F_{ad}:

$$F_{пx} = F_{\delta 0} + F_{Z0} \pm F_{ad} \pm xA. \tag{3.15}$$

В простейшем случае равномерного воздушного зазора переходную характеристику следует сдвинуть относительно начала коор-

динат (рис. 3.10) на F_{ad} вправо или влево, в зависимости от того, в какую сторону сдвинуты щетки, т. е. намагничивающе или размагничивающе действует продольная составляющая реакции якоря. Небольшой сдвиг щеток с геометрической нейтрали происходит

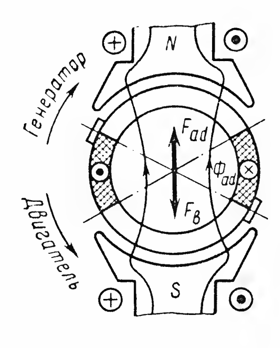


Рис. 3.9. Схема возникновения размагничивающего действия реакции якоря

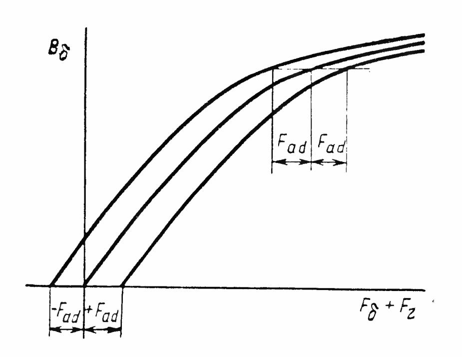


Рис. 3.10. Переходная характеристика и ее сдвиг при щетках, смещенных с геометрической нейтрали

из-за технологических погрешностей, односторонней притертости щеток, а также из-за особого характера коммутации (см. гл. 4).

Большое смещение щеток производится в специальных машинах, где используется свойство продольной составляющей реакции якоря увеличивать или уменьшать магнитный поток. Например, в электромашинном усилителе с поперечным полем установлен двойной комплект щеток по продольной и поперечной осям и реакция якоря определяет свойства машины.

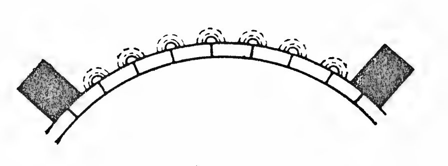
3.4. Круговой огонь на коллекторе

На коллекторе электрической машины может возникнуть электрическая дуга, сопровождающаяся резким увеличением тока и срабатыванием защиты. Поверхность коллектора при этом в большей или меньшей степени оплавляется и до устранения повреждений машина не может работать.

Это явление носит название *кругового огня*. Обычно оно возникает в машинах с большим напряжением между смежными коллекторными пластинами (25 ... 50 В), при резких увеличениях нагрузки. Однако бывает, что круговой очень возникает и без видимых «провокаций»: при нормальной работе машины в установившемся режиме вдруг вспыхивает электрическая дуга, сопровождающаяся сильным звуковым эффектом, напоминающим взрыв бомбы. Это явление напоминает грозу в миниатюре, при спокойном небе.

Чрезвычайная быстротечность развития электрической дуги на коллекторе сильно затрудняла изучение механизма его возникновения.

Исторически первой гипотезой, объясняющей возникновение кругового огня, была **теория «мостиков»**, по которой начало круговому огню кладет угольная пыль, которая при работе откладывается на изолирующих прокладках между пластинами коллектора и дает возможность образоваться небольшой дуге между пластинами, при напряжении между ними 25 ... 50 В в зависимости от сопротивления цепи короткого замыкания. Однажды возникнув, такая дуга удерживается и тогда, когда стороны секции между соответственными пластинами коллектора попадают в область меньшей индукции. Так как в область максимальной индукции попадают все новые секции, то вскоре образуется целый венец небольших дуг, «мостиков» на коллекторе, в конце концов переходящий в сплошную дугу между щеткодержателями различной полярности (рис. 3.11).


Рис. 3.11. Образование кругового огня согласно теории «мостиков»

Теория «мостиков», основанная на опытах Б. Ламме и К. Третина, правильно объяснила две главные причины возникновения кругового огня:

чрезмерная разность потенциалов между смежными пластинами коллектора;

«санитарное» состояние коллектора — наличие угольной пыли и других проводящих частиц между коллекторными пластинами.

Однако в теории мостиков не учитывалось, что:

на крупных машинах круговой огонь развивается внезапно, без образования «венца» коротких дуг;

горение электрической дуги возможно только при напряжениях более 25 В; так как вблизи геометрической нейтрали ЭДС витка мала, замыкание щеток различной полярности маловероятно;

скорость возникновения кругового огня очень велика и не соответствует постепенному развитию из единичных дуг — «мостиков».

Эти несоответствия между теорией «мостиков» и практикой привели к появлению **теории вытягивания дуги из-под щетки** *. По этой теории коммутационные дуги, возникающие при искрении щеток, горят некоторое время между щеткой и удаляющейся коллекторной пластиной (рис. 3.12, *а*). Если искрение щеток достаточно интенсивно, то каждая из дуг ионизирует окружающее пространство. В связи с этим каждая следующая дуга горит дольше предыдущей и происходит постепенное вытягивание коммутационных

* См.: *Брон О. Б., Александров В. С.* Круговой огонь на коллекторе машин постоянного тока//Электричество. 1935. № 3.

дуг. Когда ЭДС между щеткой и коллекторной пластиной станет достаточной для поддержания дуги, ток в ней возрастет и дуга распространяется по всему коллектору. На рис. 3.12, *б* этому моменту соответствует точка *А*, в которой вольт-амперная характеристика дуги (*2*) пересекается с потенциальной коллекторной кривой (*1*), показывающей значение напряжения между щеткой и коллекторной пластиной, находящейся от нее на расстоянии *x*.

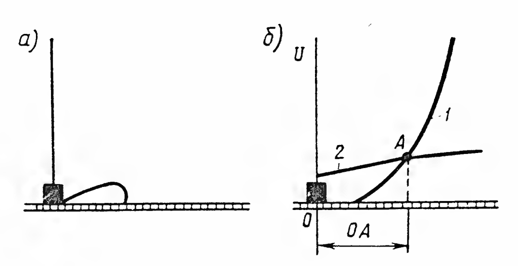


Рис. 3.12. Вытягивание дуги из-под щетки:

а — схема вытягивания дуги, *б* — сопоставление вольт-амперной характеристики дуги с потенциальной кривой

Критерий устойчивости машины к возникновению кругового огня — расстояние от щетки до точки *А* (длина отрезка *ОА* на рис. 3.12, *б*) при заданном качестве коммутации машины.

Развитие теории вытягивания дуги из-под щетки способствовало выявлению связи между возникновением кругового огня и видом потенциальной коллекторной кривой (что было подтверждено статистически).

Напряжение между щеткой и удаляющейся коллекторной пластиной $U_A=\sum_{i=1}^{n} e_{c\,i}$, e_c — мгновенное значение ЭДС секции; n — число коллекторных пластин между щеткой и рассматриваемой точкой $n=x/t_{кол}$, где $t_{кол}$ — коллекторное деление.

При постоянстве индукции в воздушном зазоре, если пренебречь дискретностью числа n, $U_a \approx e_c x/t_{кол}$.

Таким образом, крутизна подъема потенциальной коллекторной кривой на прямолинейном участке $dU_a/dx=e_c/t_{кол}$, т. е. зависит не только от напряжения между соседними коллекторными пластинами e_c, но и от коллекторного деления.

Этим объяснялся известный из практики факт, что машины с узкими коллекторными пластинами более склонны к возникновению кругового огня, чем с широкими пластинами.

В СССР и других странах сторонники теории вытягивания дуги из-под щетки пытались повысить стойкость машины к круговому огню, устанавливая барьеры на коллекторе, уменьшая полюсную дугу и т. д. Однако эти меры не дали положительных результатов, что заставило критически взглянуть на фундамент всей теории. Остроумные опыты О. Б. Брона и В. С. Александрова, доказавшие многократность возникновения и погасания дуги между коллектором и щеткой и послужившие основой теории вытягивания дуги из-под щетки, имели ряд недостатков, ставивших под сомнение всю теорию. Во-первых, сами авторы отметили, что фотографирование электрических дуг между щеткодержателем и коллектором велось

уже после возникновения кругового огня; во-вторых, моменты времени в опытах было невозможно фиксировать; в-третьих, наблюдается несоответствие между направлением тока в коммутационной дуге и полярностью потенциальной коллекторной кривой (направление тока в коммутационной дуге различно при недокоммутации и перекоммутации).

Все эти противоречия и недостатки заставили продолжить исследования по выявлению механизма возникновения кругового огня *. В качестве объекта испытания была выбрана высоковольтная машина мощностью 180 кВт, при эксплуатации которой часто возникал круговой огонь.

В опыте машина работала в генераторном режиме при холостом ходе со снятыми щетками, т. е. полностью исключалось вытягивание дуги из-под щетки. Электродвижущую силу генератора постепенно увеличивали, повышая частоту вращения и ток возбуждения. При режиме, близком к номинальному, на коллекторе машины возник круговой огонь. Перед этим на коллекторе не было заметно ни горящих «мостиков», ни каких-либо других ненормальностей. Повторные испытания после зачистки коллектора и восстановления изоляционных поверхностей также временами приводили к появлению круговых огней. Состояние коллектора было отличным: после проточки и шлифовки коллектора он промывался спиртом.

Так как в данном случае полностью исключалось вытягивание дуги из-под щетки (их не было!) и не могло быть речи о венце из горящих «мостиков», возникло предположение о том, что круговой огонь появлялся в результате единичной вспышки между смежными пластинами, вызванной случайными причинами: сгоранием медного заусенца, оставшегося от проточки, попаданием кусочка графита от щеток. Для проверки этой гипотезы между двумя коллекторными пластинами забивался осколок щетки, затем якорь приводился во вращение (посторонним двигателем), после чего к обмотке возбуждения испытуемой машины подводился ток, быстро нараставший до значения, соответствующего номинальному режиму. Почти во всех опытах включение тока возбуждения приводило к возникновению кругового огня.

Таким образом была показана возможность возникновения кругового огня из единичной вспышки между соседними коллекторными пластинами. Этим и объясняется то, что круговой огонь на мощных электрических машинах возникает внезапно, без всяких предварительных признаков, что сильно затрудняет устройство какой-либо защиты от его возникновения.

Для более подробного исследования механизма образования кругового огня из единичной вспышки была собрана установка (рис. 3.13), в которой вспышка создавалась искровым разрядом

* См.: *Находкин М. Д., Хвостов В. С.* К вопросу о природе кругового огня на коллекторе высоковольтных машин постоянного тока//Вестник электропромышленности. 1956. № 4.

между коллектором и вспомогательным электродом. Длительность искрового разряда устанавливалась примерно равной времени прохождения под электродом одного коллекторного деления, что достигалось соответствующим выбором емкости разрядного конденсатора C и сопротивления R. Напряжение на обкладках конденсатора при опытах составляло 4,0 кВ. Во время опытов производилась киносъемка коллектора камерой СКС-1 с частотой 4 тыс. кадров в секунду, менялись режимы работы машины, а также положение запального электрода на коллекторе.

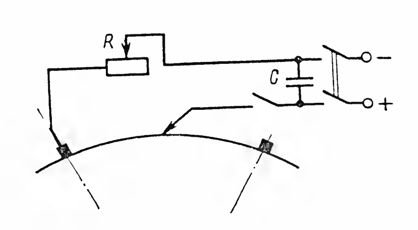


Рис. 3.13. Установка для образования единичной вспышки

В результате искрового разряда между коллектором и вспомогательным электродом наблюдался один из трех результатов:

1) отсутствие вспышки;

2) вспышка, сопровождавшаяся более сильным звуковым и световым эффектом, чем сам разряд; после удаления с пластин нагара на них оставались прожоги (на одной паре пластин, по обе стороны промежутка между ними);

3) круговой огонь.

Отсутствие вспышки фиксировалось тогда, когда напряжение между смежными пластинами в месте расположения запального электрода было менее определенного значения, зависящего от толщины изоляции между смежными коллекторными пластинами. При толщине изоляции $\delta_{из}=0{,}8$ мм это минимальное напряжение составляло 25 ... 27 В; достигло 30 ... 33 В при $\delta_{из}=1{,}0$ мм и 35 ... 37 В при $\delta_{из}=1{,}2$ мм. Это минимальное напряжение было названо напряжением зажигания дуги.

Вспышка наблюдалась в том случае, когда напряжение между пластинами в месте запала было больше напряжения зажигания, но вскоре после этого оно уменьшалось и вспышка не переходила в круговой огонь.

Круговой огонь возникал в том случае, если после возникновения вспышки проходило время, достаточное для увеличения тока в короткой дуге (между двумя соседними пластинами) и ионизации пространства над коллектором.

На рис. 3.14 изображены диаграммы изменения напряжения между смежными коллекторными пластинами испытуемой машины при напряжениях на коллекторе 1650 и 1980 В. Там же показаны зоны, в которых искровой разряд приводил к возникновению кругового огня — дуги коллектора aa' и cc', и к вспышкам — дуги $a'a''$ и $c'c''$. Вне этих зон искровой разряд не давал результата, т. е. не было ни кругового огня, ни вспышек.

На рис. 3.15 приведены фотографии возникновения вспышки и перехода ее в мощную дугу — в круговой огонь. На рис. 3.15, *а* кад-

ры киноленты, снятые со скоростью 1500 кадров в секунду, иллюстрируют процесс горения дуги при вспышке.

Запальный электрод стоял немного левее точки a' на коллекторе, там, где вспышки были довольно мощные, но еще не переходили в круговой огонь.

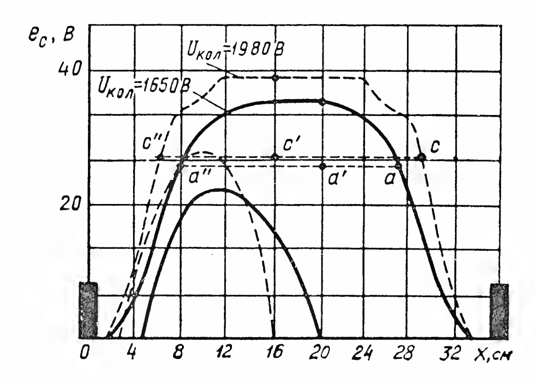


Рис. 3.14. Диаграмма с результатами опытов с единичными вспышками

На рис. 3.15, a видно, что при движении вместе с коллектором элементарная дуга оставляет на своем пути факел из ионизированных светящихся газов.

На первых пяти кадрах видно постепенное, а на шестом и седьмом кадрах — резкое увеличение яркости вспышки и количества ионизированных газов. Это может быть объяснено тем, что элементарная дуга к рассматриваемому моменту выделила так много тепловой энергии, что расплавленная медь замкнула накоротко смежные коллекторные пластины, резко увеличился ток, что привело к бурному испарению меди, т. е. к своеобразному взрыву, аналогичному процессу в сварочной дуге, при замыкании электродов каплей расплавленного металла. «Взрыв» не привел к образованию мощной дуги на коллекторе, потому что произошел в зоне, где потенциальные условия на коллекторе недостаточны для поддержания дуги, так как за шесть кадров ($4 \cdot 10^{-3}$ с) дуга сместилась на 12 см и оказалась в зоне, где напряжение между смежными пластинами менее 20 В. Осмотр коллекто-

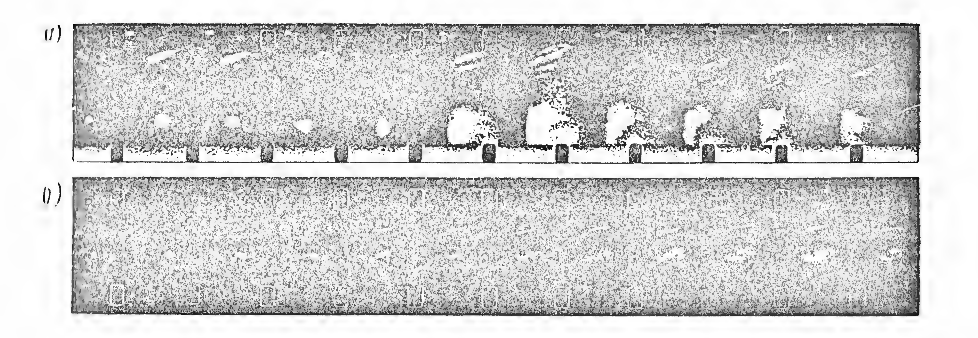


Рис. 3.15. Кинограмма возникновения кругового огня

ра после этой вспышки показал, что образовалось местное оплавление двух коллекторных пластин, между которыми горела дуга. На остальной части коллектора повреждений замечено не было.

На рис. 3.15, *б* показаны кадры кинопленки, зафиксировавшие развитие кругового огня из элементарной дуги между смежными коллекторными пластинами. Съемка производилась со скоростью 3800 кадров в секунду, но в более мелком масштабе, так что на кадре умещается почти все пространство между щеткодержателями. Первые кадры на рис. 3.15, *б* очень сходны с соответствующими кадрами рис. 3.15, *а*. Как и в первом случае, элементарная дуга, горящая между смежными пластинами, перемещаясь вместе с коллектором, оставляет за собой факел ионизированных газов. После того как пространство около коллектора стало достаточно ионизированным, происходит пробой и на кадрах 6, 7 и далее отчетливо виден ствол дуги, охватывающий значительную часть коллектора. Последующие кадры кинограммы (не представленные на рис. 3.15, *б*) показывают, что о закономерностях дальнейшего развития дуги говорить трудно.

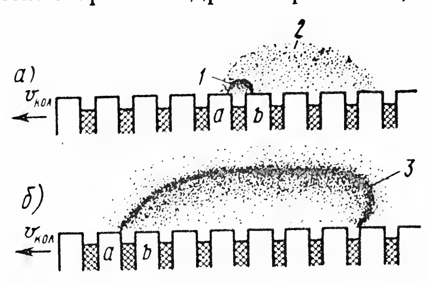


Рис. 3.16. Развитие кругового огня из единичной вспышки

Ионизированный газ, содержащий пары металла, вызывает возникновение частичных дуг в различных местах коллектора.

На основании описанных опытов механизм **развития кругового огня из единичной вспышки** схематически можно представить в следующем виде (рис. 3.16, *а*). Из-за наличия заусенцев, угольной пыли и осколков щеток возникает первоначальная короткая дуга *1* между пластинами *a* и *b*. Перемещаясь вместе с коллектором, дуга становится все более мощной вследствие нарастания в ней тока и пространство над коллектором *2* ионизируется, т. е. заполняется раскаленными парами меди. По мере перемещения дуги вместе с коллектором все большее пространство становится ионизированным и, наконец, дуга *3* перекрывает несколько пластин, (рис. 3.16, *б*), что ведет к еще большему возрастанию тока.

Дальнейшее развитие процесса носит случайный характер, но всегда сопровождается повреждением коллектора и других деталей машины.

Процесс перерастания единичной вспышки в мощную дугу длится 0,01 ... 0,001 с и поэтому не удалось создать от него какую-либо защиту.

Круговой огонь по своей сути является внутренним коротким замыканием и для уменьшения повреждений от электрической дуги нужно не только отсоединить машину от внешней сети, но и принять меры по быстрому гашению поля возбуждения.

Практика показывает, что эксплуатация машины, склонной к возникновению кругового огня, требует таких больших затрат, что предпочтительнее при конструировании машины принять меры к тому, чтобы предотвратить возникновение кругового огня в эксплуатации, какими бы дорогими они ни были.

При расчете электрической машины постоянного тока необходимо выбрать параметры машины так, чтобы максимальное напряжение между смежными пластинами не превосходило опасных

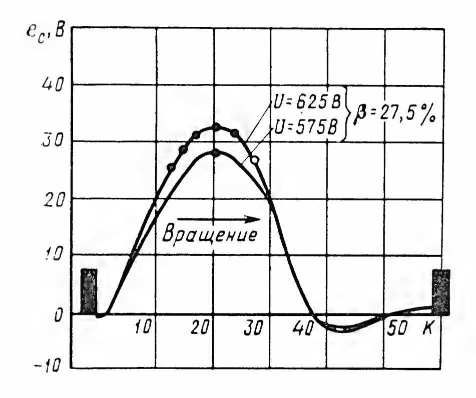


Рис. 3.17. Распределение ЭДС e_c и результаты зажигания единичной дуги на коллекторе двигателя ЭД-104А:

○ — вспышка, ● — круговой огонь

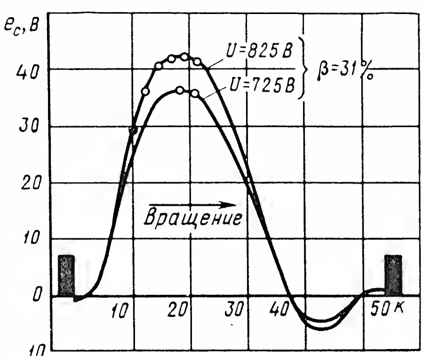


Рис. 3.18. Распределение ЭДС e_c и результаты зажигания единичной дуги на коллекторе двигателя ЭД-107:

○ — вспышка, ● — круговой огонь

границ. Статистическое определение этих границ должно базироваться на практике эксплуатации и данных экспериментальных исследований. Пример таких исследований — работа, выполненная под руководством Б. Г. Каменецкого по изучению склонности тепловозных тяговых двигателей к возникновению кругового огня *. В этой работе описаны опыты с созданием искусственной вспышки на коллекторе тяговых двигателей различных типов и модификаций по описанной выше методике.

Основные данные испытуемых двигателей представлены в табл. 3.1. Результаты испытаний приведены на рис. 3.17, 3.18 и 3.19. По этим результатам можно сделать заключение, что:

1) напряжение зажигания дуги зависит от толщины изоляции между пластинами; так, например, при толщине изоляции $\delta_{из}$ = 1,0 мм вспышки возникают при напряжении примерно 25 В, а при $\delta_{из}$ = 1,2 мм — при напряжении 30 ... 32 В;

2) переход вспышки в круговой огонь зависит от ширины коллекторных пластин: если $t_{кол}$ = 4,75 мм, вспышка переходит в кру-

---

* См.: *Каменецкий Б. Г., Егоров А. Я.* Условия возникновения кругового огня на коллекторе тягового электродвигателя//Электротехника. 1967. № 5.

говой огонь при $e_с=29$ В, тогда как если $t_{кол}=8,35$ мм, то круговой огонь не возникает даже при $e_с=44$ В (при одной и той же толщине изоляции $\delta_{из}=1,0$ мм);

Таблица 3.1

Тип	$P_{ном}$, кВт	$U_{кол}$, В	$n_{ном}/n_{max}$, об/мин	$\delta_{из}$, мм	$t_{кол}$, мм
ЭД-104А	307	470	605/2480	1,0	4,75
ЭД-107	305	463	580/2290	1,2	5,81
ЭДТ-200А	206	275	500/2200	0,8	8,35
ЭДТ-200А	206	275	500/2200	1,0	8,35

3) влияние времени горения единичной дуги на переход вспышки в круговой огонь очевидно (см. рис. 3.19), однако не столь однозначно, а в некоторых случаях — у машин с узкими коллекторными пластинами — оно вообще малозаметно (см. рис. 3.17).

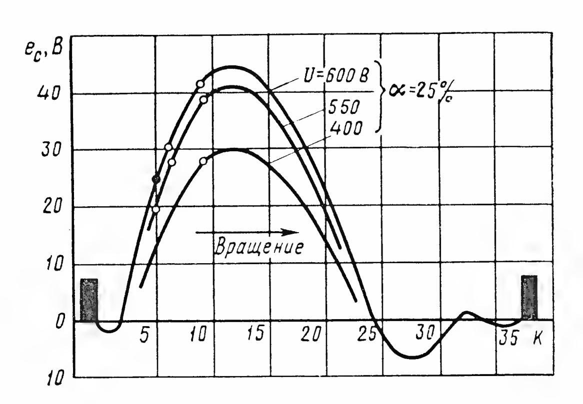


Рис. 3.19. Распределение ЭДС $e_с$ и результаты зажигания единичной дуги на коллекторе двигателя ЭДТ-200А:

○ — вспышка, ● — круговой огонь

На основании статистического материала эксплуатации и экспериментальных исследований разработаны рекомендации на предельные значения максимального напряжения между смежными пластинами (рис. 3.20). Эти рекомендации относятся к электрическим машинам мощностью более 50 кВт. Для машин меньшей мощности предельные напряжения допустимо увеличивать до 50... 70 В.

В машинах очень малой мощности единичные вспышки могут вообще не приводить к круговому огню и тогда наблюдается *потенциальное искрение*, когда мостики из угольной пыли перекрыва-

ются мелкими электрическими дугами и сгорают, не вызывая серьезных повреждений коллектора.

Необходимость ограничения максимального напряжения между смежными коллекторными пластинами заставляет в машинах большой мощности ограничивать длину якоря, что ведет к увеличению их габаритов и массы.

Поэтому многие инженеры и ученые искали и ищут средства для повышения предельных значений максимального напряжения между коллекторными пластинами.

Процесс изменения тока в дуге описывается дифференциальным уравнением

$$e_{с}=ir_{с}+L_{с}di/dt+\Delta u_{д}+U_{эл}, \quad (3.16)$$

где $e_{с}$ — мгновенное значение ЭДС секции; $r_{с}$ — активное сопротивление секции; $\Delta u_{д}$ — падение напряжения в стволе дуги; $U_{эл}$ — околоэлектродное падение напряжения в электрической дуге.

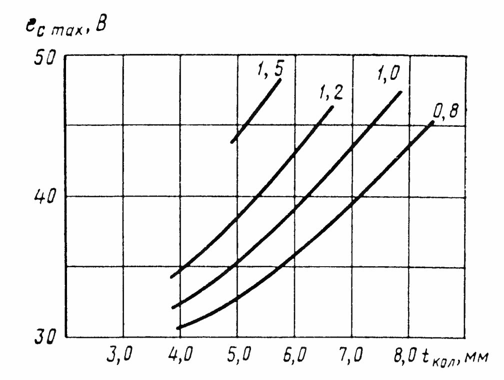


Рис. 3.20. Рекомендуемые предельные значения напряжения между смежными коллекторными пластинами

для $\delta_{из}$=1,5; 1,2; 1,0; 0,8

Мощность единичной дуги можно условно характеризовать установившимся током

$$I_{д}=(e_{с}-\Delta u_{д}-U_{эл})/r_{с}. \quad (3.17)$$

Снизив ток $I_{д}$, можно уменьшить вероятность кругового огня, для чего следует увеличить $\Delta u_{д}$, $U_{эл}$ и $r_{с}$.

Падение напряжения в стволе дуги $\Delta u_{д}$ зависит от ее длины, тока, проходящего в ней, и условий охлаждения.

Околоэлектродное падение напряжения определяется, в основном, материалом электродов.

С целью установления основных закономерностей горения дуги была проведена серия опытов на двух однородных электродах*. Сначала исследовалось напряжение на электрической дуге $u_{д}=\Delta u_{д}+U_{эл}$ между медными электродами, выполненными в виде коллекторных пластин. На рис. 3.21 приведены зависимости $u_{д}=f(i)$ для различных расстояний $\delta_{из}$ между коллекторными пластинами, полученные при постоянном токе.

Из рисунка видно, что при малых токах — до 15 А — напряжение на дуге сильно зависит от тока, уменьшаясь с увеличением то-

---

* См.: *Хвостов В. С., Чернов Е. Т.* К вопросу о характеристиках электрической дуги между смежными пластинами коллектора/Труды МИИТа. 1965. Вып. 205.

ка. При токах больше 15 А эта зависимость слабая и приближенно можно считать напряжение на дуге постоянным, не зависящим от тока.

Приведенная на рис. 3.22, *а* зависимость напряжения на дуге (при токе 40 А) от толщины изоляции между пластинами дает наглядное представление о том, чего можно достичь, увеличивая толщину изоляции. Практически даже в самых крупных машинах изо-

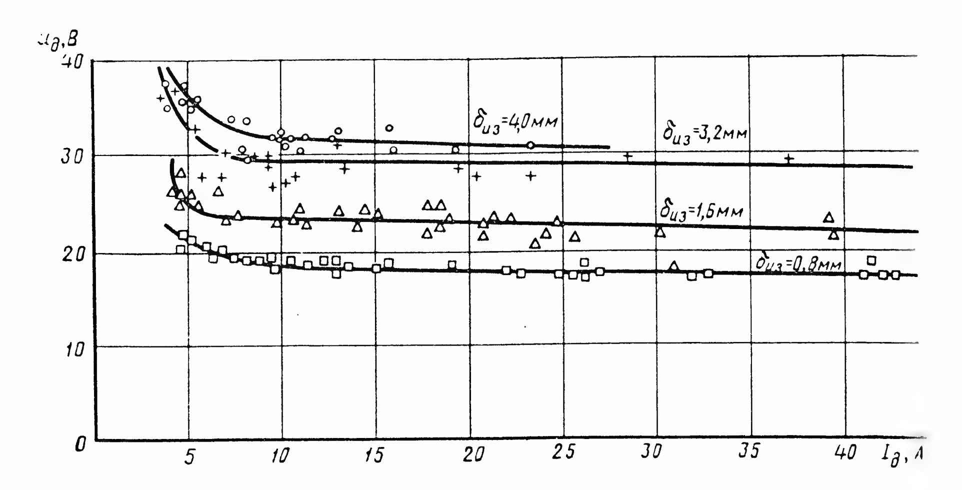


Рис. 3.21. Зависимость напряжения на электрической дуге между медными электродами (при постоянном токе) от расстояния между ними

ляцию делают не толще 1,5 мм, чтобы было не сложно обеспечить необходимую жесткость коллектора. Согласно кривой *а* на рис. 3.22, напряжение на дуге около 22 В, тогда как при $\delta_{из}$=0,8 мм — 17 В. Следовательно, надлежащим выбором изоляции можно увеличить предельное напряжение на 20 ... 25%.

Характеристики, представленные на рис. 3.21 и 3.22 (кривая *а*),— статические, т. е. сняты при постоянном токе и длительно горящей дуге. Дуга при вспышке горит тысячные доли секунды, поэтому падение напряжения на ней больше, чем в рассмотренном случае, так как степень ионизации меньше.

Более близкими к реальным были условия горения дуги на установке *, в которой между двумя смежными пластинами забивался осколок щетки, а затем от мощного источника подавалась полусинусоида напряжения. Осколок сгорал и примерно на 0,01 с возникала короткая дуга (рис. 3.22, *б*).

---

* См.: *Курбасов А. С.* Исследование условий возникновения и развития вспышек на коллекторах тяговых электродвигателей//Вестник ВНИИ ж. д. транспорта. 1957. № 2.

Как и при постоянном токе, напряжение на дуге удерживалось почти постоянным, не зависящим от тока, однако абсолютные значения напряжения оказались существенно выше: (они соответствовали кривой *б* на рис. 3.22, *а*).

Например, при толщине изоляции $\delta_{из}=0{,}8$ мм напряжение на дуге при переменном токе 26 В, а при постоянном токе — 17 В; аналогично при $\delta_{из}=1{,}5$ мм — 30,5 и 22 В.

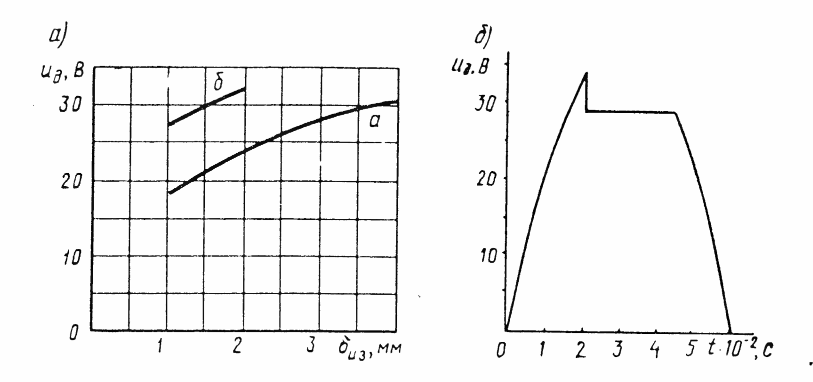


Рис. 3.22. Зависимость напряжения на дуге от толщины изоляции между пластинами *(а)* и осциллограмма горения дуги при синусоидальном напряжении питания *(б)*

Хотя абсолютные значения напряжения при переменном токе значительно больше, чем при постоянном, вывод о влиянии толщины изоляции на него сохраняется: при переходе с $\delta_{из}=0{,}8$ мм на $\delta_{из}=1{,}5$ мм напряжение на дуге возрастает примерно на 30%.

Значительную часть напряжения на дуге составляет околоэлектродное напряжение, поэтому делались многочисленные попытки найти материал для коллекторных пластин, при котором напряжение на дуге было бы выше, чем при медных пластинах. Были проведены опыты (при постоянном токе) с пластинами из различных материалов: меди с добавками серебра и кадмия, серебра, стали, цинка, вольфрама и т. д. К сожалению, заметного возрастания напряжения не дал ни один из материалов, за исключением графита, при пластинах из которого напряжение на дуге увеличилось примерно на 30% по сравнению с пластинами из меди. Поэтому эксперименты с графитовыми коллекторами * следует считать перспективными с точки зрения повышения устойчивости электрических машин к возникновению кругового огня.

---

* См.: *Фиалков А. С., Вилькин М. А.* Исследование скользящего контакта при работе щеток на углеграфитовых коллекторах//Электротехника, 1963. № 9.

3.5. Потенциальные условия на коллекторе

Опасность возникновения кругового огня при заданных толщинах пластины и изоляции определяется, как было показано выше, максимальным напряжением между смежными коллекторными пластинами

$$e_{c\,max}=2B_{\delta\,max}l_a v_a w_c\,[p/a], \tag{3.18}$$

где $B_{\delta\,max}$ — максимальная индукция в воздушном зазоре; l_a — длина проводника в магнитном поле; v_a — скорость точки, лежащей на поверхности якоря; w_c — число витков в секции; p — число пар полюсов; a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря.

Среднее напряжение между коллекторными пластинами

$$e_{c.cp}=U/K'=2pU/K, \tag{3.19}$$

где U — напряжение на коллекторе (на щетках противоположной полярности); K — число коллекторных пластин; K' — число пластин между щеткодержателями противоположной полярности.

При холостом ходе $B_{\delta\,max}=B_{\delta 0}$, и напряжение между смежными пластинами

$$\boxed{e_{c\delta}=2pU/(\alpha K)=e_{c.cp}/\alpha,} \tag{3.20}$$

так как ЭДС индуцируется только в секциях, стороны которых находятся под полюсом.

Напряжение при холостом ходе в другой форме

$$e_{c\delta}=2B_{\delta 0}l_a v_a w_c\,(p/a). \tag{3.21}$$

Разделив (3.18) на (3.21), получим

$$\boxed{e_{c\,max}/e_{c\delta}=B_{\delta\,max}/B_{\delta 0}=k_f,} \tag{3.22}$$

где k_f — коэффициент искажения поля.

Из (3.19), (3.22) следует, что

$$\boxed{e_{c\,max}=k_f e_{c\delta}=(k_f/\alpha)\,e_{c.cp}=2pUk_f/\alpha K.} \tag{3.23}$$

Так как коэффициент полюсного перекрытия $\alpha=0{,}6\ldots0{,}7$ не может меняться в широких пределах, для снижения максимального напряжения между пластинами имеется два пути:

1) снижение среднего напряжения между коллекторными пластинами;

2) уменьшение k_f, т. е. уменьшение искажающего действия реакции якоря.

Снижение среднего напряжения $e_{c.cp}$ путем увеличения числа коллекторных пластин в машинах средней и большой мощности ведет, как правило, к увеличению габаритов и массы.

Коллекторное деление (толщина пластины и изоляции) по технологическим соображениям не должно быть менее 4,0 ... 5 мм. В высоковольтных машинах из-за этого часто приходится увеличивать диаметр коллектора и якоря, что неблагоприятно отражается на массе и стоимости машины.

Обычно при проектировании принимают $e_{с.ср}=14 ... 18$ В, если нет оснований для более точного выбора.

Искажающее действие реакции максимально при малом токе возбуждения, когда нет насыщения стальных участков магнитопровода и индукция пропорциональна МДС.

Для машины с равномерным воздушным зазором под полюсом

$$\boxed{k_f=B_{\delta\,\max}/B_{\delta 0}\approx(F_{г.п}+0{,}5bA)/F_{г.п}=1+0{,}5bA/F_{г.п},} \quad (3.24)$$

где $F_{г.п}$ — МДС главного полюса; b — полюсная дуга; A — линейная нагрузка.

Введем коэффициент устойчивости магнитного поля

$$\boxed{k=F_{г.п}/(0{,}5bA),} \quad (3.25)$$

подставим (3.25) в (3.24), получим

$$\boxed{k_f=1+1/k.} \quad (3.26)$$

Следовательно, для уменьшения искажающего действия реакции якоря нужно увеличить коэффициент устойчивости машины, для чего следует одновременно увеличить МДС главных полюсов и воздушный зазор. Поэтому машины постоянного тока делаются с относительно большим воздушным зазором.

На рис. 3.23, кривая *a*, показана зависимость коэффициента искажения поля от коэффициента устойчивости, построенная по (3.26). При $k<1$ искажение поля очень велико. Поэтому обычно не делают машин с коэффициентом устойчивости меньше единицы.

Увеличение МДС главных полюсов ведет к росту размеров обмотки возбуждения, а следовательно, и к увеличению габаритов машины. Для уменьшения искажающего действия поперечной реакции якоря более выгодно делать зазор не равномерным, а увеличивающимся от середины полюса к краю.

Минимально искажение магнитного поля в том случае, если максимальная индукция под полюсом равна индукции под его серединой: при любом другом распределении индукции максимум кривой можно уменьшить (рис. 3.24).

Для ненасыщенной магнитной системы

$$B_{\delta\,\max}=\mu_0 H_\delta=(F_{г.п}+xA)\mu_0/\delta_x=\mathrm{const}, \quad (3.27)$$

откуда текущее значение воздушного зазора

$$\delta_x=\mu_0(F_{г.п}+xA)/B_{\max}=\delta_0+xm, \quad (3.28)$$

где δ_0 — зазор под серединой полюса; m — постоянный коэффициент.

Зазор под краем полюса

$$\delta_{кр}=\delta_0+0{,}5bm. \tag{3.29}$$

Отношение зазора под краем полюса к зазору под серединой полюса

$$\boxed{\delta_{кр}/\delta_0=1+0{,}5bm/\delta_0=1+1/k,} \tag{3.30}$$

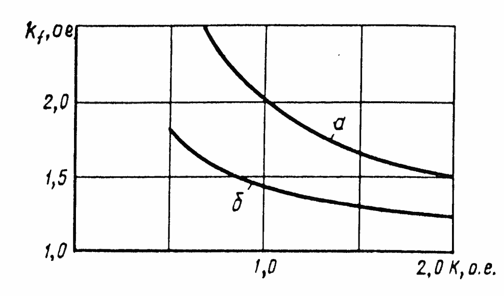


Рис. 3.23. Зависимость коэффициента искажения магнитного поля от коэффициента устойчивости

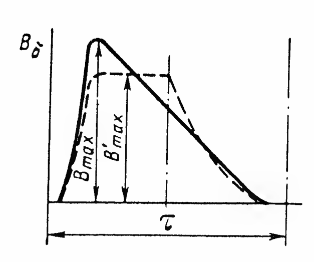


Рис. 3.24. Распределение магнитной индукции под полюсами при зазоре, увеличивающемся к краю

т. е. чем меньше коэффициент устойчивости, тем сильнее нужно увеличивать воздушный зазор к краю полюса.

Если воздушный зазор выполнен равномерно возрастающим для какого-то значения k, то коэффициент искажения поля можно найти, взяв отношение максимальной индукции B_{max} к средней под полюсом B_δ.

Средняя индукция в воздушном зазоре под полюсом

$$B_\delta=\frac{\Phi}{\alpha\tau l_a}=\frac{1}{\alpha\tau l_a}\left(B_{\delta\,max}\alpha\tau\,\frac{l_a}{2}+l_a\int\limits_0^{0,5\alpha\tau}B_x dx\right)=B_{\delta\,max}k\ln\left(1+\frac{1}{k}\right). \tag{3.31}$$

Следовательно,

$$\boxed{k_f=\frac{B_{\delta\,max}}{B_\delta}=\frac{1}{k\ln(1+1/k)}\,.} \tag{3.32}$$

На рис. 3.23, кривая *б*, приведена зависимость $k_f=f(k)$ при оптимальном зазоре, построенная по (3.32).

Из сравнения кривых *а* и *б* видно, что при одном и том же коэффициенте устойчивости искажение магнитного поля в машине с равномерно расходящимся зазором значительно меньше (на 25... 40%), чем в машине с равномерным зазором.

На практике приходится несколько отступать от рассмотренного «оптимального» зазора: у края полюса зазор увеличивают быстрее, чем это требует формула (3.28) для уменьшения шума в машинах; по технологическим соображениям зазор делают эксцентрическим, т. е. описанным радиусом, большим, чем радиус якоря, и т. п. Формула (3.32) указывает на предел возможного улучшения потенциальных условий, к которому и стремятся при проектировании машины.

3.6. Компенсационная обмотка

Наименьшее искажение магнитного поля под полюсами можно получить, применив компенсационную обмотку, которая укладывается в пазах наконечника главного полюса (рис. 3.25). Она включается последовательно с обмоткой якоря и рассчитывается так, чтобы линейные нагрузки якоря и компенсационной обмотки были примерно равны

$$\boxed{A \approx A_{\text{к.об}}} \qquad (3.33)$$

и взаимно компенсировались.

Полная компенсация поля якоря возможна при непрерывном распределении компенсационной обмотки по поверхности главного полюса. Практически обмотка размещается в ограниченном числе пазов — 6 ... 12 на каждый полюс, поэтому и у машин с компенсационной обмоткой наблюдается некоторое искажение магнитного поля.

На рис. 3.25 показано, что после сложения МДС главного полюса, якоря и компенсационной обмотки при соблюдении условия (3.33) получается пилообразная кривая, характеризующая МДС в воздушном зазоре.

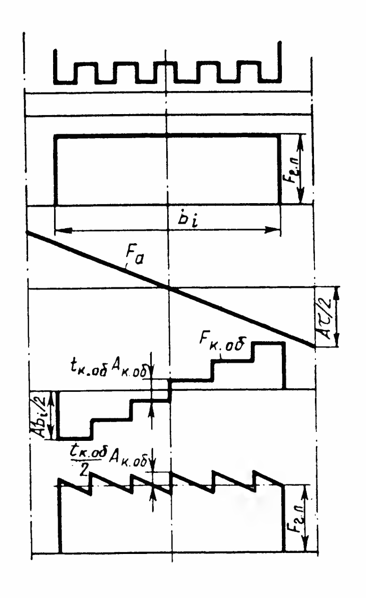


Рис. 3.25. Расположение компенсационной обмотки

Максимальное значение МДС в воздушном зазоре

$$F_{\delta\,\max}=F_{\text{г.п}}+0{,}5t_{\text{к.об}}A_{\text{к.об}}=F_{\text{г.п}}(1+0{,}5t_{\text{к.об}}A_{\text{к.об}}/F_{\text{г.п}}), \qquad (3.34)$$

где $t_{\text{к.об}}$ — шаг пазов компенсационной обмотки.

Учитывая, что $A_{\text{к.об}}=A$ и $b/t_{\text{к.об}}=z_{\text{к.об}}$ — число пазов компенсационной обмотки на полюс,

$$F_{\delta\,\max}=F_{\text{г.п}}\left(1+\frac{b}{z_{\text{к.об}}}\frac{A}{2F_{\text{г.п}}}\right)=F_{\text{г.п}}\left(1+\frac{1}{z_{\text{к.об}}k}\right). \qquad (3.35)$$

Коэффициент искажения поля при $A = A_{к.об}$ и равномерном воздушном зазоре

$$k_f = 1 + 1/(z_{к.об} k). \tag{3.36}$$

Простая и наглядная формула (3.36) довольно широко распространена *. Однако при малых значениях k она может давать существенную погрешность, так как не учитывает зубчатое строение якоря и высшие гармонические магнитного поля и ЭДС.

Наличие зубцов якоря приводит к тому, что кривая индукции в воздушном зазоре имеет волнообразный характер и ЭДС, индуцируемая в проводнике, лежащем в пазу якоря, имеет такой же вид (рис. 3.26). Уже при холостом ходе ЭДС проводника отличается от среднего значения.

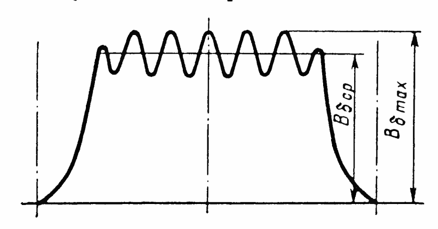


Рис. 3.26. Изменение индукции в зазоре и ЭДС проводника зубчатого якоря

Можно считать, что при холостом ходе

$$B_{\delta 0 \max} \approx k_\delta B_\delta, \tag{3.37}$$

где k_δ — коэффициент зубчатости; при наличии зубцов на якоре и полюсе он равен произведению коэффициентов, подсчитанных отдельно для якоря и полюса:

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}. \tag{3.38}$$

Если обмотка якоря строго диаметральная, то ЭДС витка в 2 раза больше ЭДС проводника и

$$e_{с\,\max} = k_\delta e_{с\,\delta}. \tag{3.39}$$

Под нагрузкой

$$e_{с\,\max} = e_{с\,\delta}(k_\delta + 1)/(z_{к.об} k). \tag{3.40}$$

Для уменьшения влияния зубчатости якоря на максимальную ЭДС между пластинами обмотку якоря обычно делают с укорочением шага витка на половину зубцового деления (рис. 3.27). В этом случае, когда в одной стороне витка индукция максимальна, в другой — минимальна, ЭДС витка почти не пульсирует, оставаясь равной среднему значению. Амплитуда пульсации ЭДС из-за наличия зубцов на полюсе

$$e_{с\sim} \approx (k_{\delta 2} - 1) e_\delta \cos(0{,}5\gamma_2), \tag{3.41}$$

---

* См.: *Теффлингер К.* Компенсированные тяговые двигатели постоянного тока//Siemens—Zeitschrift. 1955. H. 2.

где γ_2 — угол сдвига фаз ЭДС в сторонах витка, обусловленный укорочением шага обмотки,

$$\gamma_2 = 2\pi\varepsilon / t_{к.об}. \quad (3.42)$$

Пульсация ЭДС e_c минимальна при укорочении шага $\varepsilon = 0{,}5 t_1$, если $t_{к.об} = t_1$. Однако в этом случае возникают сильные пульсации магнитного потока, что может вызвать шум и другие нежелательные явления. Поэтому стараются не проектировать зубцовые деления якоря и компенсационной обмотки одинаковыми или кратными. Если по каким-либо причинам приходится все же делать $t_{к.об} = t_1$, то обязательно нужно выполнять скос пазов на якоре (рис. 3.27), чтобы избежать пульсации магнитного потока.

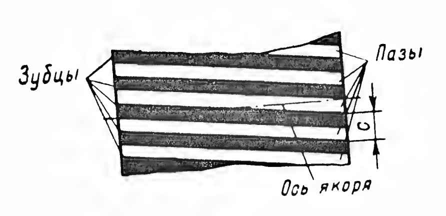


Рис. 3.27. Якорь со скошенными зубцами

Скос пазов обычно производится примерно на одно зубцовое деление.

Наличие скоса пазов уменьшает пульсации ЭДС, т. е. улучшает потенциальные условия на коллекторе.

При укорочении шага обмотки якоря на $0{,}5 t_1$ и наличии скоса пазов якоря на расстоянии c, максимальная ЭДС

$$\boxed{e_{c\,max} = e_{c\delta}\{1 + [(k_{\delta 2} - 1)\cos(\pi/2)(t_1/t_{к.об}) + 1/(z_{к.об} k)]\, k_{ск}\},} \quad (3.43)$$

где коэффициент скоса

$$k_{ск} = \frac{\sin(c\pi/2t_1)}{c\pi/(2t_1)}. \quad (3.44)$$

На рис. 3.28 представлена экспериментально полученная зависимость $k_f = f(k)$ для машины с компенсационной обмоткой мощностью 20 кВт. Кривая *1* относится к ЭДС проводника, а кривая *2* — к ЭДС секции. Благодаря применению скоса паза и укорочению шага обмотки на половину паза коэффициент искажения для секции существенно меньше, чем для проводника. Формула (3.43) в данном случае дала практически полное совпадение с данными эксперимента.

Штриховая линия *3* на рис. 3.28 построена по формуле (3.36) и дает завышенное значение k_f для секции, но заниженное для проводника. Следовательно, формулой (3.36) можно пользоваться только для ориентировочных расчетов, когда еще не известны параметры обмотки якоря.

Надлежащим выбором числа пазов компенсационной обмотки, укорочением шага обмотки якоря и выполнением скоса пазов можно добиться того, что в режиме ослабленного поля коэффициент искажения будет мал и $e_{c\,max} \approx (1{,}05 \dots 1{,}1)\, e_{c\delta}$.

Таким образом, при наличии компенсационной обмотки максимальное напряжение между смежными пластинами снижается на 20...30% и, следовательно, среднее напряжение может быть настолько же повышено. Это приводит к тому, что машины большой и средней мощности с компенсационной обмоткой имеют лучшие массогабаритные показатели, чем машины той же мощности без компенсационной обмотки. Снижается масса не только якоря, но и статора, несмотря на добавление еще одной обмотки. Это объясняется тем, что при наличии компенсационной обмотки может быть уменьшен воздушный зазор и габариты обмотки возбуждения. Кроме того, уменьшаются и габариты обмотки дополнительных полюсов (см. гл. 4).

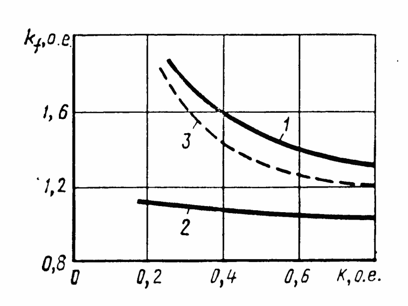


Рис. 3.28. Зависимость коэффициента искажения магнитного поля от коэффициента устойчивости

Особенно ценно то свойство компенсационной обмотки, что компенсация искажающего действия реакции якоря сохраняется и в переходных режимах, при бросках напряжения и тока. Поэтому компенсационная обмотка дает наибольший выигрыш в машинах, работающих в тяжелых режимах, связанных с частыми бросками тока и напряжения: в двигателях прокатных станов, тяговых двигателях, сварочных генераторах и т. д.

Правда, иногда значение переходных режимов переоценивается. Так, например, на одном из заводов устойчивость двигателей к возникновению кругового огня оценивалась с помощью опыта ударного включения, в котором двигатель, работающий в номинальном режиме, на 1 с отключается от сети, а затем опять включается. При этом возникает кратковременный бросок тока, иногда возникает и круговой огонь. Если круговой огонь не возник, увеличивают подаваемое напряжение и повторяют опыт. Напряжение, при котором регулярно возникает круговой огонь, называется *напряжением перекрытия* $U_{\text{перек}}$; по его относительному значению $U_{\text{перек}}/U_{\text{ном}}$ судят о стойкости машины к возникновению кругового огня.

В принципе, такой опыт верен, однако он не всегда полностью определяет поведение машины в эксплуатации. Например, по результатам опыта ударного включения (табл. 3.2) лучше других себя показал двигатель ДК-103, который не смогли довести до кругового огня, хотя напряжение подняли в 1,67 раза больше номинального.

В эксплуатации же случаи кругового огня у двигателя ДК-103 встречались гораздо чаще, чем у двигателей ДК-3А и ДПЭ-400, имеющих значительно меньшее напряжение перекрытия.

Видимо, опыт ударного включения, при котором кратковременно

Таблица 3.2

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Напряжение перекрытия, В	$U_{перек}/U_{ном}$ о.е.
ДК*-103	1500	2500	1,67
ДК-3А	1500	2300	1,53
ДПЭ-400	1500	2100	1,40

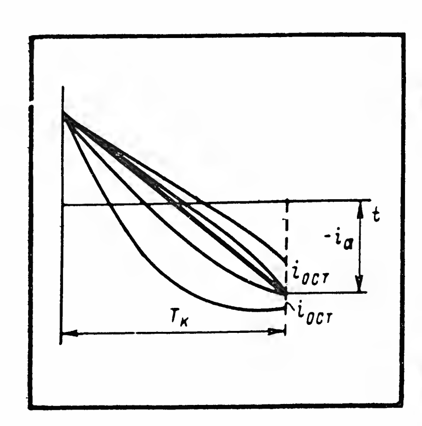
* До кругового огня доведен не был.

сильно искажается поле и возникает вспышка под щетками, указывает не только на предрасположенность к круговому огню двигателя, но и на другие его свойства.

Справедливость оценки свойств двигателя по напряжению перекрытия определяется также тем, насколько часты в эксплуатации переходные процессы, связанные с резкими изменениями напряжения питающей сети, и как реагирует система электропривода на эти броски напряжения. Например, для тяговых двигателей тепловозов, где резкие изменения напряжения и броски тока отсутствуют, наиболее достоверны для оценки склонности машины к возникновению кругового огня опыты с искусственной вспышкой на коллекторе (см. § 3.4). Для городского электротранспорта, где часты случаи полного отрыва токоприемника от контактной сети с последующим подключением, не меньшее значение имеет и опыт ударного включения.

Вопросы для самопроверки

1. Как ориентирован в пространстве вектор МДС якоря?
2. Какие нежелательные воздействия производит поперечная реакция якоря?
3. При каких условиях сильнее всего сказывается размагничивающее действие поперечной реакции якоря?
4. Что такое «круговой огонь на коллекторе»?
5. Какой опыт доказывает, что круговой огонь может возникать при отсутствии искрения под щетками?
6. От таких факторов зависит максимально допустимое напряжение между смежными пластинами коллектора?
7. Как уменьшить искажающее действие реакции якоря в машине с равномерным зазором, при отсутствии компенсационной обмотки?
8. При какой форме воздушного зазора в машине без компенсационной обмотки искажение магнитного поля минимально?
9. В какую цепь включают компенсационную обмотку?
10. Какова форма воздушного зазора в машине с компенсационной обмоткой?
11. В каком случае необходимо делать скос пазов на якоре?
12. В каком случае воздушный зазор делается бóльшим — при наличии компенсационной обмотки или при ее отсутствии?



4

Коммутация

Коммутацией называется процесс изменения тока в секциях обмотки якоря при переходе их из одной параллельной ветви в другую. В более широком смысле слова под коммутацией понимают явления и процессы, возникающие под щетками при работе коллекторных электрических машин. Если щетки искрят, то говорят, что машина имеет плохую коммутацию; если искрение отсутствует — хорошую.

Качество коммутации в значительной степени определяет надежность машины и стоимость ее эксплуатации. Замена щеток, проточка коллекторов и т. п. стоит очень дорого и в некоторых машинах (тяговых электродвигателях, машинах шагающих экскаваторов и т. д.) может составить в год до 20...30% их стоимости. Еще больший ущерб может быть причинен остановкой машины на ремонт и прекращением производства продукции.

Поэтому обеспечение надежной коммутации для машин постоянного тока является острейшей необходимостью и часто решающим образом воздействует на технико-экономические показатели электропривода.

4.1. Общие положения теории коммутации

Искрение может вызываться многими причинами, которые обычно делятся на две группы: механические и электромагнитные.

Типичные механические причины — биение коллектора, его эллиптичность, шероховатость его рабочей поверхности, наличие выступающих коллекторных пластин и изоляционных прокладок, вибрация щеткодержателей и т. д. Все эти причины приводят к вибрации щеток, в связи с чем возможен кратковременный разрыв контакта между щеткой и коллектором и возникновение короткой электрической дуги. Особенно трудно обеспечить отсутствие вибрации

щеток при больших скоростях на поверхности коллектора — примерно 50 м/с и выше.

Электромагнитные причины приводят к тому, что даже в случае идеального состояния щеточного контакта при выходе коллекторной пластины из-под щетки происходит разрыв электрической цепи, по которой проходит ток, и возникает короткая электрическая дуга, повреждающая сбегающие края щеток и коллекторных пластин.

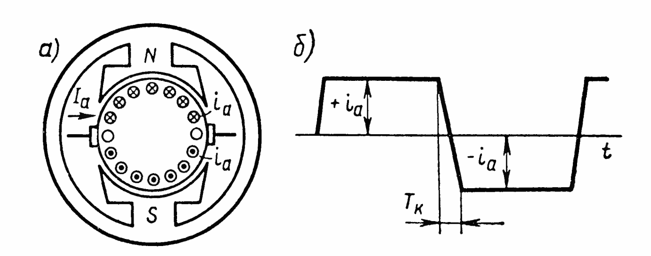


Рис. 4.1. Распределение тока в параллельных ветвях *(а)* и изменение тока в секции *(б)*

Искрение, вызванное электромагнитными причинами, повреждая поверхность коллектора, приводит к вибрации щеток и способствует возникновению искрения по механическим причинам. Неустойчивость же щеточного контакта, обусловленная механическими причинами, существенно влияет на электромагнитные процессы, происходящие в коммутируемых секциях. Поэтому обычно искрение щеток на коллекторе является результатом совместного действия многих причин.

В каждом из проводников обмотки якоря ток меняет свое направление на обратное при переходе из одной параллельной ветви в другую (рис. 4.1, *а*). Большую часть времени ток секции равен току параллельной ветви: $i_a = I_a/(2a)$. Изменение направления тока в секции происходит за период времени $T_к$, в течение которого соединенные с секцией коллекторные пластины соприкасаются со щеткой (рис. 4.1, *б*). Время $T_к$, в течение которого секция оказывается замкнутой накоротко щеткой, называется *периодом коммутации;* секции, в которых изменяется ток, называются *коммутируемыми.*

Период коммутации

$$\boxed{T_к = b_щ / v_{кол},} \tag{4.1}$$

где $b_щ$ — ширина щетки; $v_{кол}$ — скорость точки на поверхности коллектора.

В современных машинах $T_к = 0{,}001...0{,}0001$ с, вследствие чего скорость изменения тока в секциях высока и может ин-

дуцироваться большая ЭДС само- и взаимоиндукции — *реактивная ЭДС*:

$$\boxed{e_р = -L_{рез} di/dt,} \quad (4.2)$$

где $L_{рез}$ — результирующая индуктивность секции.

Реактивной ЭДС называется потому, что, согласно правилу Ленца, препятствует изменению тока — замедляет его изменение. Поэтому за период коммутации ток не всегда успевает сравняться с током параллельной ветви и при выходе коллекторной пластины из-под щетки разрывается ток и возникает искрение.

Кроме реактивной ЭДС в коммутируемой секции индуцируется также ЭДС вращения $e_к$, создаваемая внешним магнитным полем — *коммутирующая ЭДС*:

$$\boxed{e_к = 2B_к l_a v_a w_с,} \quad (4.3)$$

где $B_к$ — индукция в воздушном зазоре в зонах, где перемещаются коммутируемые секции.

Индукция $B_к$ может создаваться МДС главных полюсов и реакции якоря, а также МДС добавочных полюсов, которые устанавливаются в машинах постоянного тока для улучшения процесса коммутации.

Таким образом, *основной причиной, вызывающей искрение, является наличие реактивной ЭДС;* создание коммутирующей ЭДС может значительно компенсировать влияние реактивной ЭДС, но все же чем больше $e_р$, тем более вероятно возникновение искрения.

Рассмотрим более подробно условия возникновения реактивной ЭДС, остановившись на определении средней скорости изменения тока в коммутируемых секциях и результирующей индуктивности. Средняя скорость изменения тока в коммутируемой секции за период коммутации

$$(di/dt)_{ср} = \Delta i/T_к = 2i_a/T_к, \quad (4.4)$$

$$T_к = b_щ/v_к. \quad (4.5)$$

Таким образом, увеличивая ширину щетки и тем самым увеличивая период коммутации $T_к$, можно уменьшить скорость изменения тока в секции. Однако если при этом щетка перекрывает несколько коллекторных пластин, то коммутация происходит одновременно в нескольких секциях и следует учитывать взаимоиндукцию, т. е. увеличение ширины щетки может привести к незначительному уменьшению реактивной ЭДС из-за одновременного уменьшения $(di/dt)_{ср}$ и увеличения $L_{рез}$.

В связи с этим представляет интерес определение средней скорости изменения тока **во всех** коммутируемых секциях. За время, соответствующее повороту якоря на одно полюсное деление (рис. 4.2, *а*),

$$\Delta t = \tau/v_a = \pi D_a/(2pv_a) \quad (4.6)$$

происходит изменение направления тока во всех секциях обмотки якоря, т. е. суммарное приращение тока в секциях (без учета знака):

$$\sum \Delta i_c = 2 i_a S = i_a N / w_c, \tag{4.7}$$

где $S = N/(2w_c)$ — число секций обмотки якоря.

Следовательно, средняя скорость изменения тока во всех секциях обмотки якоря

$$\left(\sum \Delta i_c / \Delta t\right)_{ср} = i_a N 2 p v_a / \times$$

$$\times (w_c \pi D_a) = 2 p A v_a / w_c. \tag{4.8}$$

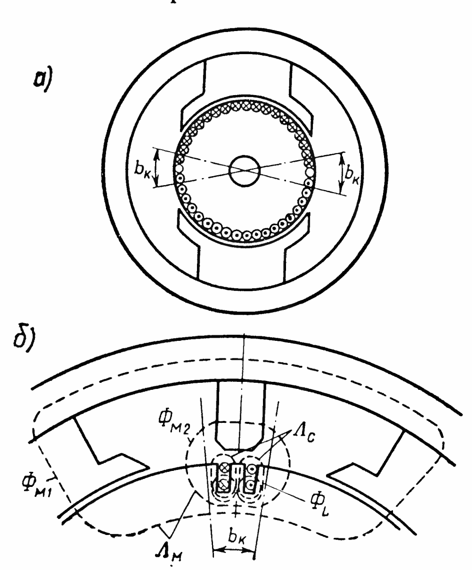


Рис. 4.2. Схематическое расположение коммутационной зоны *(а)* и потоки коммутируемых секций *(б)*

Так как изменение тока в секциях происходит только в период коммутации, соответствующий перемещению якоря по дуге $b_к$ в зоне коммутации, выражение (4.8) определяет среднюю скорость изменения тока во всех коммутируемых секциях машины. При анализе коммутации обычно рассматриваются секции, коммутируемые одной щеткой. При этом условии

$$\boxed{\left(\frac{d \sum i_к}{dt}\right)_{ср} = \frac{1}{2p}\left(\frac{\sum \Delta i_c}{\Delta t}\right) = \frac{A v_a}{w_c}.} \tag{4.9}$$

Таким образом, *средняя скорость изменения тока во всех коммутируемых секциях не зависит от ширины щетки и определяется только током машины и ее скоростью.*

Это фундаментальное положение, выдвинутое Л. Дрейфусом *, является основой, на которой строится вся теория коммутации.

Широкое распространение получила формула Пихельмайера для вычисления реактивной ЭДС, в которой вообще не учитывается ширина щетки:

$$e_{р.п} = L_{рез}\left(\frac{d \sum i_к}{dt}\right)_{ср} = 2 A v_a w_c L_п. \tag{4.10}$$

---

* См.: *Дрейфус Л.* Коммутация больших электрических машин. Стокгольм, 1929; *его же.* Коммутация больших электрических машин. Стокгольм. 1954.

Формула (4.10) имеет простую структуру и используется для оценки напряженности коммутации машины; важно, что из (4.10) следует невозможность существенного улучшения коммутации путем увеличения ширины щетки.

Анализ коэффициента $L_{рез}$ проведем, используя выражение

$$L_{рез}\frac{di_c}{dt}=w_c(d\Phi_1/dt+d\Phi_2/dt+d\Phi_3/dt+\ldots),$$

где Φ_1, Φ_2, Φ_3 ... — потоки, создаваемые коммутируемыми секциями и сцепленные с рассматриваемой секцией.

Из потоков, сцепленных с коммутируемыми секциями (см. рис. 4.2, *б*), можно выделить:

поток взаимоиндукции, замыкающийся через главные полюсы Φ_{M1};

поток взаимоиндукции, замыкающийся по воздуху и через сердечник дополнительного полюса Φ_{M2};

поток рассеяния Φ_L, охватывающий коммутируемую секцию и ближайшие к ней (лежащие в одном пазу при зубчатом якоре).

Этим потокам соответствуют магнитные проводимости Λ_{M1}, Λ_{M2} и Λ_L.

Поток взаимоиндукции Φ_{M1} сцеплен с полным током всех коммутируемых секций данной зоны коммутации и током некоммутируемых секций. Если щетки установлены на нейтрали, полный ток некоммутируемых секций равен нулю. Полный ток коммутируемых секций, как это видно из рис. 4.2, также равен или близок к нулю. Но, согласно (4.9), ток во всех коммутируемых секциях изменяется с постоянной скоростью. Кажущееся несоответствие объясняется тем, что при вращении якоря из зоны коммутации уходят секции, в которых изменение тока завершено, а входят новые секции, в которых ток начинает изменяться после того, как секция замыкается щеткой накоротко. За малый промежуток времени Δt точка на поверхности якоря перемещается на длину дуги $\Delta x=v_a\Delta t$, и в зону коммутации входят секции, имеющие полный ток $\sum i'=A\Delta x=$ $=Av_a\Delta t$, и выходят секции, имеющие тот же ток, но направленный в другую сторону (рис. 4.2, *б*):

$$\sum i''=-Av_a\Delta t.$$

Изменение полного тока в зоне коммутации за время Δt из-за вращения якоря

$$\sum i'+\sum i''=2Av_a\Delta t.$$

Скорость изменения полного тока

$$d/dt\left(\sum i'+\sum i''\right)=2Av_a \qquad (4.11)$$

равна средней скорости изменения полного тока в коммутируемых секциях

$$d/dt\left(w_{\text{c}}\sum i_{\text{к}}\right)=2Av_a. \qquad (4.12)$$

Другими словами, *во всех секциях, которые при вращении якоря попадают в зону коммутации, должно произойти изменение направления тока к моменту выхода из зоны коммутации.*

При идеализированном гладком якоре с узкими коллекторными пластинами мгновенная скорость изменения тока равна средней. В реальном гладком якоре мгновенное значение может отличаться от среднего, однако период усреднения мал — он соответствует повороту якоря на одно коллекторное деление.

При зубчатом якоре период усреднения равен времени поворота якоря на одно зубцовое деление — после поворота на одно зубцовое деление процесс должен полностью повториться, а ни одно зубцовое деление не имеет каких-либо отличий от других (технологическими погрешностями пренебрегаем и рассматриваем стационарный режим). Следовательно, при реальном якоре могут быть различными мгновенная и средняя скорости изменения полного тока в зоне коммутации, и тогда составляющая реактивной ЭДС в коммутируемой секции от изменения потока Φ_{M1}

$$e_{\text{p}M1}=-w_{\text{c}}\frac{d\Phi_{M1}}{dt}=w_{\text{c}}\Lambda_1\left[\frac{d}{dt}\left(w_{\text{c}}\sum i_{\text{к}}\right)-2Av_a\right]. \qquad (4.13)$$

Аналогично составляющая ЭДС от потока взаимоиндукции

$$e_{\text{p}M2}=-w_{\text{c}}\Lambda_2\left[\frac{d}{dt}\left(w_{\text{c}}\sum i_{\text{к}}\right)-2Av_a\right]. \qquad (4.13а)$$

Поток Φ_L — пазовый поток рассеяния (рис. 4.2, *б*), он определяется полным током проводников, лежащих в данном пазу. Таким образом,

$$e_{\text{p}L}=-w_{\text{c}}\Lambda_{\text{п}}\frac{d\sum i_{\text{п}}}{dt}, \qquad (4.14)$$

т. е. эта составляющая обусловлена магнитной проводимостью паза и зависит от скорости изменения тока в самой секции и в секциях данного паза, коммутируемых одновременно с ней. Следовательно,

$$e_{\text{p}}=e_{\text{p}M1}+e_{\text{p}M2}+e_L, \qquad (4.15)$$

и две первые составляющие появляются только, если скорость изменения полного тока в зоне коммутации отличается от среднего значения. Л. Дрейфус высказал предположение о том, что, поскольку Λ_{M1} и Λ_{M2} очень велики, в реально существующих машинах мгновенная скорость изменения полного тока в зоне коммутации практически равна средней и поэтому

$$e_{\text{p}}\approx e_L. \qquad (4.16)$$

Это явление Л. Дрейфус назвал «среднепрямолинейной» коммутацией. Тонкие экспериментальные исследования подтвердили правильность гипотезы — в реальных режимах коммутация является «среднепрямолинейной».

Косвенным, но не менее важным подтверждением постоянства скорости изменения тока во всех коммутируемых секциях является то, что при расчете реактивной ЭДС почти все (за редким исключением) пренебрегают проводимостью главных полюсов и проводимостью потока Φ_{M2}, т. е. считают $e_р \approx e_L$, а результаты расчетов хорошо согласуются с практикой.

4.2. Основное уравнение коммутации

Для контура коммутируемой секции, замкнутой накоротко щеткой (рис. 4.3), можно написать уравнение

$$\boxed{e_к + e_р = i_1 r_1 + iR_с - i_2 r_2,} \qquad (4.17)$$

где i_1 и i_2 — соответственно токи через набегающую и сбегающую коллекторные пластины, к которым присоединены концы секции; i — ток секции; r_1 и r_2 — сопротивления переходного контакта между щеткой и сбегающей и набегающей коллекторными пластинами; $R_с$ — активное сопротивление секции.

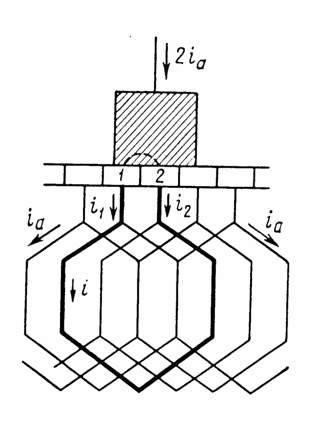


Рис. 4.3. Коммутируемая секция и токи в ней

Это *основное уравнение коммутации*. Точного аналитического решения его не существует, так как оно является нелинейным дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами: ЭДС $e_р$ зависит от скорости изменения тока в самой секции и в других коммутируемых секциях, $e_к$ зависит от распределения магнитной индукции в зоне коммутации, r_1 и r_2 — функции времени, а также плотности тока в щеточном контакте и скорости ее изменения, т. е. зависят от тока секции и ее производных.

Решение уравнения коммутации может быть получено при различных упрощающих предположениях. Начнем исследование с наиболее простых случаев, постепенно будем усложнять условия.

Коммутация при ширине щетки, равной ширине коллекторной пластины. В этом простейшем случае коммутируется ток только в одной секции (рис. 4.4) и реактивная ЭДС учитывает только самоиндукцию и взаимоиндукцию от сторон секции, лежащей в другом слое того же паза, но замыкаемой щетками противоположной полярности.

В начале коммутации щетка соприкасается с первой коллекторной пластиной *1* (рис. 4.4, *а*), затем она перекрывает две пластины

(рис. 4.4, *б*); заканчивается коммутация, когда щетка соприкасается только со второй коллекторной пластиной *2* (рис. 4.4, *в*).

Падением напряжения в активном сопротивлении секции R_c можно пренебречь ввиду его малости, и тогда из (4.17) следует

$$e_к - L_{рез} di/dt = i_1 r_1 - i_2 r_2, \qquad (4.18)$$

где $L_{рез}$ включает взаимоиндукцию от секции другого слоя.

Разность падений напряжения под сбегающим и набегающим краями щеток в машине, работающей без искрения, очень мала и не превосходит 0,1 ... 0,3 В, в то время как коммутирующая ЭДС $e_к \approx$ $\approx 2{,}0 ... 8{,}0$ В.

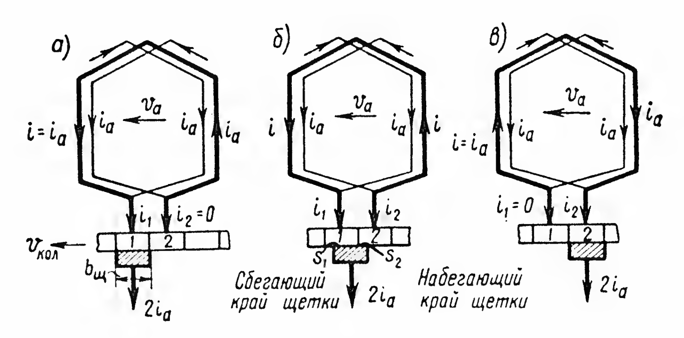


Рис. 4.4 Схема распределения тока в коммутируемой секции в различные моменты времени при $\gamma = 1$

В связи с этим характер изменения тока в коммутируемой секции определяется ЭДС $e_к$ и уравнение коммутации имеет вид

$$\boxed{e_к - L_{рез} di/dt \approx 0.} \qquad (4.19)$$

Ток коммутации находится интегрированием (4.19):

$$\boxed{i = \frac{1}{L_{рез}} \int_0^t e_к dt + C.} \qquad (4.20)$$

Постоянная интегрирования C определяется из условия равенства начального тока секции току параллельной ветви $i(0) = i_a$; следовательно, $C = i_a$ и

$$i = i_a + \frac{1}{L_{рез}} \int_0^t e_к dt. \qquad (4.21)$$

Условие безыскровой коммутации — выход сбегающей коллекторной пластины из-под щетки без разрыва тока, для чего в момент окончания коммутации необходимо выполнение условия $i_1 = 0$. По-

скольку (см. рис. 4.4) $i_1 = i_a + i$, в момент окончания коммутации $i(T_к) = -i_a$.

Согласно теореме о среднем, из (4.21) следует

$$i(T_к) = i_a + (e_{к.ср}/L_{рез})\,T_к. \tag{4.22}$$

Подставив в (4.22) $i(T_к) = -i_a$, найдем среднее значение коммутирующей ЭДС, необходимой для обеспечения безыскровой работы:

$$e_{к.ср} = -L_{рез} 2i_a/T_к = -e_{р.ср}. \tag{4.23}$$

Таким образом, *условие безыскровой работы машины постоянного тока*

$$\boxed{e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0.} \tag{4.24}$$

Среднее значение реактивной ЭДС для рассмотренного простейшего случая получим, подставив $T_к = t_{кол}/v_{кол} = t'_{кол}/v_a$ в (4.23):

$$e_{р.ср} = 2i_a v_a L_р/t'_к.$$

Изменение тока в двух секциях, замкнутых накоротко щетками противоположной полярности, происходит одновременно, следовательно,

$$L_{рез} = 2w_с^2\Lambda; \quad e_{р.ср} = 4i_a w_с^2 v_a \Lambda/t'_{кол}, \tag{4.25}$$

где Λ — проводимость потоков рассеяния, связанных с коммутируемой секцией.

Другой вид формуле (4.25) можно придать, подставив в нее

$$2i_a/t'_{кол} = A/w_с, \quad e_{р.ср} = 2Aw_с v_a \Lambda, \tag{4.25а}$$

и получить упоминавшуюся ранее формулу Пихельмайера.

Наиболее наглядное представление о процессе коммутации получим, допустив, что магнитная индукция в зоне коммутации неизменена. Тогда $e_к = e_{к.ср} = \text{const}$ и $i = i_a + (e_{к.ср}/L_{рез})\,t$.

При $e_{к.ср} = -e_{р.ср}$

$$\boxed{i = i_a - 2i_a t/T_к = i_a(1 - 2t/T_к),} \tag{4.26}$$

т. е. ток изменяется по линейному закону (рис. 4.5, *а*).

Этот закон именения тока характеризует *идеальную прямолинейную коммутацию*. Для нее характерно не только то, что сбегающая коллекторная пластина выходит из-под щетки без разрыва тока, но и то, что плотность тока под щеткой в местах ее соприкосновения с пластинами остается все время постоянной, равной среднему значению $j_{щ1} = j_{щ2} = 2i_a/S_щ$, где $S_щ$ — площадь контактной поверхности щетки. Так, например, в месте контакта щетки с первой коллекторной пластиной $j_{щ1} = i_1/S_{щ1}$, но $i = i_a + i = 2i_a(1 - t/T_к)$ и площадь соприкосновения щетки с первой пластиной $S_{щ1} = S_щ(1 -$

$-t/T_к)$, т. е. ток и площадь соприкосновения убывают по одному и тому же линейному закону. Аналогично обстоит дело и с контактом щетки с набегающей пластиной *2* (см. рис. 4.4): ток i_2 и площадь контакта возрастают по одному и тому же закону.

Плотность тока мало влияет на интенсивность искрения, однако равномерное распределение тока под щеткой способствует уменьшению потерь в щеточном контакте и поэтому считается положительным фактором.

Несоблюдение условия $e_{к.ср}+e_{р.ср}=0$ может привести к искрению. На рис. 4.5, *б* показаны графики изменения тока в коммутируемой секции, когда $e_{к.ср}$ меньше, чем требуется для компенсации реактивной ЭДС (кривая *2*), и когда $e_{к.ср}$ больше требуемой (кривая *3*).

В первом случае ток изменяется медленнее, чем при идеальной прямолинейной коммутации (*замедленная коммутация*), и в момент $t=T_к$, когда пластина *1* (см. рис. 4.4, *в*) выходит из-под щетки, происходит разрыв тока $i_{ост}$, так как ток i_1 не равен нулю.

При *ускоренной коммутации*, когда коммутирующая ЭДС чрезмерно велика, выход первой пластины из-под щетки также сопровождается разрывом тока $i_{ост}$, но направление разрываемого тока обратно по отношению к току, разрываемому при замедленной коммутации.

И при замедленной, и при ускоренной коммутации ток разрывается сбегающим краем щетки. Поэтому ГОСТ требует оценивать качество коммутации, наблюдая за сбегающим краем щетки.

Графики изменения тока на рис. 4.5, *б* построены по формуле (4.25), которая выведена без учета падения напряжения в щеточном контакте. При замедленной

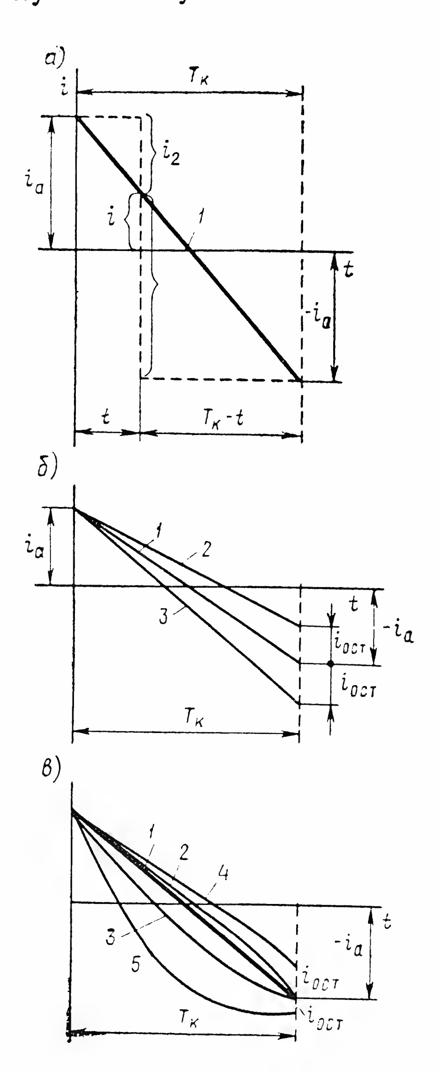


Рис. 4.5. График изменения тока в коммутируемой секции:

а — идеальная прямолинейная коммутация, *б* — изменение тока при $e_к+e_р\neq0$, *в* — изменение тока при $e_к+e_р\neq0$ с учетом сопротивления щеточного контакта

или ускоренной коммутации, когда щетка разрывает ток, под сбегающим краем щетки резко возрастает плотность тока и уже нельзя пренебрегать падением напряжения, которое существенно влияет на характер изменения тока. На рис. 4.5, *в* показаны графики изменения тока в коммутируемой секции с учетом влияния щеточного контакта. При небольшом замедлении (кривая *2*) или ускорении (кривая *3*) не происходит разрыва тока. Только сильное замедление (кривая *4*) или сильное ускорение (кривая *5*) коммутации приводят к возникновению искрения. Более подробно о роли щеток в процессе коммутации будет сказано в § 4.3.

Коммутация сопротивлением. Исторически первой появилась и получила широкое распространение теория коммутации, в которой главная роль в процессе изменения тока отводится сопротивлению переходного контакта между щеткой и коллектором *. Она построена на аналогии между процессами на коллекторе электрической машины и механическим выпрямителем. Если бы не существовало индуктивности секции и коммутирующей ЭДС, уравнение коммутации имело бы вид

$$i_1 r_1 - i_2 r_2 = 0, \qquad (4.27)$$

откуда

$$i_1/i_2 = r_2/r_1. \qquad (4.28)$$

Если считать, что сопротивление щеточного контакта обратно пропорционально площади поверхности соприкосновения щетки с пластиной, то ток в коммутируемой секции изменяется так же, как при идеальной прямолинейной коммутации:

$$i = i_a (1 - 2t/T_к).$$

Чтобы этот закон изменения тока сохранился, когда секция имеет индуктивность, необходимо обеспечить взаимную компенсацию мгновенных значений реактивной и коммутирующей ЭДС, т. е. выполнение условия $e_к + e_р = 0$.

На заводах расчет проводился по среднему значению реактивной ЭДС, т. е. обе теории дали практически одинаковые рекомендации $e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0$. Однако методологически уподоблять коллектор механическому выпрямителю нельзя, так как этим затушевывается характер электромагнитных процессов в машине постоянного тока. Кроме того, теория коммутации сопротивлением не могла ответить на ряд вопросов: какие проводимости учитывать при определении среднего значения реактивной ЭДС? какой выбирать форму наконечника добавочного полюса? и т. д. Разногласия вызвал вопрос о том, что делать, если сопротивление щеточного контакта нелинейно зависит от площади поверхности сопрокосновения. До сих пор встречаются рекомендации импульсно менять значение коммутирующей ЭДС, чтобы пульсации ЭДС соответствовали изменению сопротивления щеточного контакта **.

Теория среднепрямолинейной коммутации, построенная на основе анализа электромагнитных процессов, дает не только методологически ясную картину (общую для всех выпрямителей и инверторов), но и позволяет решить, как будет показано ниже, важные практические задачи при сложных условиях коммутации: щетка перекрывает несколько пластин, в пазу расположено несколько секций и т. д.

---

* Гипотеза предложена Э. Арнольдом и развита его последователями; наиболее законченную форму получила в трудах Р. Рихтера.

** См.: *Бекишев Р. Ф.* Электрические машины с коллекторами и контактными кольцами из углеродных материалов. Х., 1981.

Коммутация при щетке, перекрывающей несколько коллекторных пластин; в пазу одна секция. Обычно ширина щетки $b_щ$ больше коллекторного деления $t_{кол}$ и щетка перекрывает несколько коллекторных пластин:

$$\boxed{\gamma = b_щ/t_{кол}.} \tag{4.29}$$

В связи с этим коммутируется несколько секций: n или $n-1$, где n — ближайшее к γ целое число, причем $n > \gamma$.

Для коммутируемых секций можно написать систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} &e'_к - 2w_с\Lambda\frac{di'}{dt} - w_с(\Lambda_1+\Lambda_2)\left[\frac{d}{dt}\left(w_с\sum i_к\right) - 2Av_a\right] = 0; \\ &e''_к - 2w_с\Lambda\frac{di''}{dt} - w_с(\Lambda_1+\Lambda_2)\left[\frac{d}{dt}\left((w_с\sum i_к\right) - 2Av_a\right] = 0. \end{aligned}\right\} \tag{4.30}$$

Исходя из теории среднепрямолинейной коммутации, можно считать ЭДС, обусловленную проводимостями взаимоиндукции Λ_1 и Λ_2, равной нулю, так как

$$\frac{d}{dt}\left(w_с\sum i_к\right) \approx 2Av_a. \tag{4.31}$$

Суммируя уравнения (4.30), получим

$$\sum e_к - w_с\Lambda\sum\frac{di}{dt} = \sum e_к - w_с^2\Lambda\left(d\sum i_к/dt\right) = 0 \tag{4.32}$$

или, учитывая (4.31),

$$\sum e_к = 2Av_aw_с\Lambda. \tag{4.33}$$

Заменяя сумму ЭДС средним значением для всех коммутируемых секций и усредняя по времени, получим

$$\gamma e_{к.ср} = 2Av_aw_с\Lambda, \tag{4.34}$$

$$\boxed{e_{к.ср} = (2/\gamma)\,Av_aw_с\Lambda.} \tag{4.35}$$

Таким образом, для $\gamma > 1$, если в слое паза расположена одна секция ($u=1$), требуемая коммутирующая ЭДС уменьшается соответственно увеличению щеточного перекрытия. Проводимость потоков рассеяния изменяется мало: пазовая проводимость не зависит от γ, а с увеличением γ увеличивается только проводимость лобовой части обмотки, где сказывается влияние взаимоиндукции соседних коммутируемых секций.

Записав одно из уравнений (4.30) в виде $e_к = L_{рез}di/dt$, получим закон изменения тока в секции:

$$i = c + \frac{1}{L_{рез}}\int e_к dt = i_a + \frac{1}{L_{рез}}\int e_к dt.$$

При выполнении условия $e_к = e_{к.ср} = \text{const}$

$$i = i_a + (e_{к.ср}/L_{рез})\,t.$$

Если $e_{к.ср} = (2/\gamma) A v_a w_с \Lambda = -L_{рез} 2 i_a / T_к$, то

$$\boxed{i = i_a(1 - 2t/T_к),} \tag{4.36}$$

т. е. аналогично случаю $\gamma = 1$, а условие безыскровой коммутации остается прежним: $e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0$.

При $\gamma > 1$ меняется на единицу число секций, участвующих в коммутации. Так как $d\Sigma i_к/dt \approx \text{const}$, скорость изменения тока в секции меняется: когда число коммутируемых секций меньше γ (рис. 4.6, *а*), она больше средней; когда число секций больше γ (рис. 4.6, *б*), скорость меньше средней.

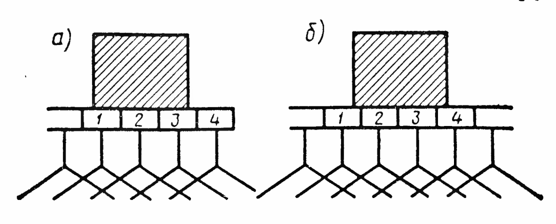


Рис. 4.6. Схема коммутации при $\gamma = 2{,}5$

Если выбрать щеточное перекрытие равным целому числу, то, казалось бы, можно было избежать изменения числа коммутируемых секций. Однако неизбежны технологические отступления в ширине коллекторных пластин, толщине изоляции и т. п. Это приводит к тому, что при γ, равном целому числу, число коммутируемых секций изменяется от $(\gamma - 1)$ до $(\gamma + 1)$, т. е. пульсирует сильнее, чем при дробном γ. Поэтому *рекомендуется выбирать щеточное перекрытие не равным целому числу и так, чтобы 2γ приблизительно равнялось нечетному целому числу.* При этом условии отклонение скорости изменения тока в коммутируемой секции от среднего получается минимальным.

Коммутация в общем случае при $\gamma > 1$ и $u_п > 1$. Обычно в слое паза лежит несколько секций, что позволяет увеличить коэффициент заполнения паза за счет уменьшения количества изоляции, снизить стоимость машины и увеличить ее мощность при заданных габаритах. Поэтому коммутация при $\gamma > 1$ и $u_п > 1$ типична для современных электрических машин.

Число коммутируемых секций, расположенных в одноименных пазах, сначала увеличивается: коммутирует одна секция, потом две и т. д., затем уменьшается. Числу коммутируемых секций соответствуют различные результирующие индуктивности, так как непостоянен поток взаимоиндукции и соответствующая ему взаимоиндуктивность M.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что для секций, лежащих в одном слое паза, индуктивность L близка к взаимоиндуктивности M:

$$M \approx (0{,}95 \ldots 0{,}99)\,L. \tag{4.37}$$

Примем, что $M \approx L$, тогда результирующая индуктивность секции изменяется ступенями и зависит от того, сколько секций данного паза коммутирует.

Как пример рассмотрим картину коммутации при $u_п=4$ и $\gamma = 2{,}5$. На рис. 4.7, *а* изображена часть обмотки якоря, на рис. 4.7, *б*, *е* — диаграммы изменения индуктивности коммутируемых секций, лежащих в одном слое паза этой обмотки.

На диаграмме рис. 4.7, *б* значение $L \approx M$ отражено высотой прямоугольников *1, 2, 3, 4,* а их длина (по оси времени) равна периоду коммутации каждой секции:

$$T_к = b_щ / v_{кол} = \gamma t_{кол} / v_{кол} = \gamma \pi D_a / K v_a. \qquad (4.38)$$

Рассмотрим процесс изменения реактивной ЭДС первой секции за период коммутации.

На первом этапе, когда коммутирует только одна первая секция паза,

$$e_{р1} = -L di_{1п}/dt, \qquad (4.39)$$

где $i_{1п}$ — ток первой секции.

Через интервал времени

$$t' = t_{кол}/v_{кол} \qquad (4.40)$$

щетка замыкает накоротко вторую секцию паза и поэтому на втором этапе коммутации

$$e_{р1} = -L di_{1п}/dt - M di_{2п}/dt. \qquad (4.41)$$

Так как первая и вторая секции находятся в одном пазу, коммутирующая ЭДС $e_к$, индуцируемая в их контуре, одинакова и

$$di_{1п}/dt \approx di_{2п}/dt, \qquad (4.42)$$

и, следовательно, на втором этапе коммутации

$$e_{р1} = -2L di_{1п}/dt. \qquad (4.43)$$

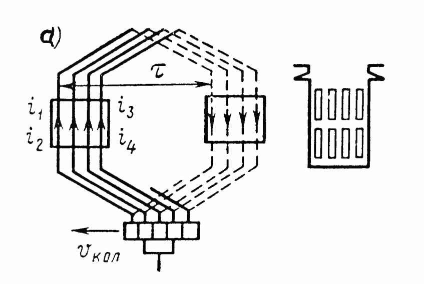
Аналогично для третьего этапа коммутации, когда щетка замыкает накоротко три секции данного паза,

$$e_{р1} = -3L di_{1п}/dt. \qquad (4.44)$$

Диаграмма изменения результирующей индуктивности первой секции показана на рис. 4.7, *в*. На рис. 4.7, *г* — *е* показаны подобные диаграммы соответственно для второй, третьей и четвертой секций паза. Они получены суммированием высот прямоугольников (рис. 4.7, *б*) для одинаковых моментов времени.

Часто для всех секций паза строят общую диаграмму (рис. 4.7, *ж*), которая показывает, как изменяется результирующая индуктивность секций паза во время коммутации.

При нескольких секциях, лежащих в одном слое паза, не только скачкообразно изменяется результирующая индуктивность, но и увеличивается зона коммутации $b_{з.к}$, т. е. дуга окружности, по кото-



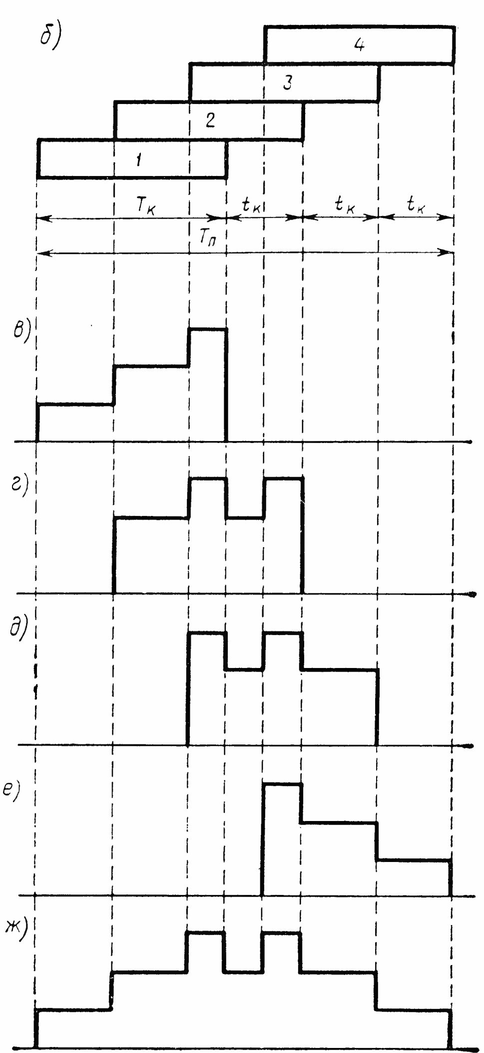


Рис. 4.7. Диаграмма коммутации секций одного паза при $u_п=4$; $\gamma=2{,}5$

рой перемещается якорь во время коммутации секций одного паза:

$$b_{з.к}=T_п v_a, \qquad (4.45)$$

где $T_п=T_к+t'(u_п-1)=(\gamma+u_п-1)t'$ — период коммутации всех секций паза.

Подставляя выражение для $T_п$ в (4.45), получим

$$b_{з.к}=(\pi D_a/K)(\gamma+u-1). \qquad (4.46)$$

Для того чтобы в дифференциальные уравнения не входили переменные коэффициенты, определяемые индуктивностями секций, следует рассматривать вначале не ток секции, а полный ток паза $F_п=2i_a w_c u_п$ и создаваемый им пазовый поток $\Phi_п=F_п\Lambda_п$, где $\Lambda_п$ — проводимость потоков рассеяния, сцепленных со всеми секциями паза.

Такой прием допустим, так как секции, расположенные в одних и тех же пазах, обладают очень сильной магнитной взаимосвязью, что и позволяет рассматривать все секции паза, замкнутые щеткой (т. е. находящиеся в процессе коммутации) как один проводник, состоящий из нескольких параллельно включенных частичных проводников.

Для короткозамкнутых секций одного паза можно написать уравнение (падением напряжения в щеточ-

ном контакте по-прежнему пренебрегаем)

$$e_{\text{к}1}-w_{\text{с}}\frac{d\Phi_{\text{п}1}}{dt}-w_{\text{с}}(\Lambda_1+\Lambda_2)\left[\frac{d}{dt}\left(w_{\text{с}}\sum i_{\text{к}}\right)-2Av_a\right]=0. \quad (4.47)$$

Одновременно с секциями рассматриваемого паза могут коммутировать и секции другого паза: в начале пазового периода коммутации — секции предшествующего паза, а в конце — секции последующего паза. Для секций другого паза аналогично:

$$e_{\text{к}2}-w_c\frac{d\Phi_{\text{п}2}}{dt}-w_{\text{с}}(\Lambda_1+\Lambda_2)\left[\frac{d}{dt}(w_{\text{с}}\Sigma i_{\text{к}})-2Av_a\right]=0. \quad (4.48)$$

Сложив (4.47) и (4.48) и обозначив ЭДС взаимоиндукции, обусловленную проводимостями Λ_1 и Λ_2, через e_M, получим

$$e_{\text{к}1}+e_{\text{к}2}-w_{\text{с}}\frac{d}{dt}(\Phi_{\text{п}1}+\Phi_{\text{п}2})+2e_M=0. \quad (4.49)$$

Для случая коммутации секций одного паза

$$e_{\text{к}1}-w_{\text{с}}d\Phi_{\text{п}1}/dt+e_M=0. \quad (4.50)$$

Если предположить, что коммутирующая ЭДС в зоне коммутации постоянна и равна $e_{\text{к.ср}}$, то при коммутации секций двух пазов и одного паза соответственно

$$2e_{\text{к.ср}}-w_{\text{с}}\frac{d}{dt}(\Phi_{\text{п}1}+\Phi_{\text{п}2})+2e_M=0; \quad (4.51)$$

$$e_{\text{к.ср}}-w_{\text{с}}\frac{d\Phi_{\text{п}1}}{dt}+e_M=0. \quad (4.52)$$

Учитывая то, что средняя скорость изменения тока во всех коммутирующих секциях неизменна:

$$\frac{d}{dt}(w_{\text{с}}\Sigma i_{\text{к}})_{\text{ср}}=2Av_a, \quad (4.53)$$

легко установить влияние ЭДС взаимоиндукции e_M на коммутацию машины: когда коммутируют секции двух пазов, ЭДС e_M замедляет коммутацию; когда коммутируют секции одного паза — ускоряет. В результате этого мгновенная скорость изменения тока во всех коммутируемых секциях незначительно отличается от средней скорости, как уже указывалось ранее.

Среднее значение коммутирующей ЭДС $e_{\text{к.ср}}$ определяется из условия, что к концу периода коммутации всех секций паза $T_{\text{п}}$ потокосцепления паза должны быть обратными по сравнению с начальным, т. е. $\Delta\psi_{\text{п}}=2\psi_{\text{п}0}$ и

$$e_{\text{к.ср}}=w_{\text{с}}\frac{2\Phi_{\text{п}0}}{T_{\text{п}}}=w_{\text{с}}\frac{2F_{\text{п}}\Lambda_{\text{п}}}{T_{\text{п}}}=\frac{4i_a w_{\text{с}}^2 u_{\text{п}}\Lambda_{\text{п}}v_a}{t'_{\text{кол}}(\gamma+u_{\text{п}}-1)}. \quad (4.54)$$

Тому же равно и среднее значение реактивной ЭДС, так как $e_{\text{к.ср}}=|e_{\text{р.ср}}|$.

Среднее значение реактивной ЭДС определяется по формуле (4.54), а при наличии укорочения шага обмотки $\varepsilon_{кол}$ (в коллекторных делениях)

$$e_{р.ср}=\frac{4 i_a u_п w_c^2 v_a \Lambda_п}{t'_{кол}(\gamma+U_п-1+\varepsilon_{кол})}. \quad (4.54а)$$

Учитывая, что $2 i_a w_c / t'_{кол}=A$, можно получить более удобную для анализа формулу

$$e_{р.ср}=2 A w_c v_a \Lambda_п \frac{u_п}{\gamma+u_п-1+\varepsilon_{кол}}. \quad (4.54б)$$

Формулы (4.25а), (4.35) и (4.54б) различаются лишь коэффициентом

$$k=u_п/(\gamma+u_п-1+\varepsilon_{кол}), \quad (4.55)$$

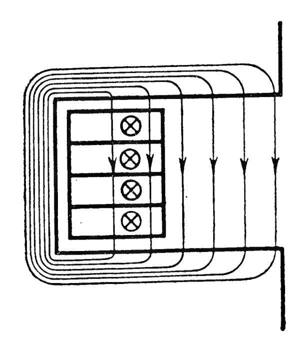


Рис. 4.8. Пазовый поток рассеяния для расположенных рядом секций

который в простейшем случае, при $\gamma=1$, $u_п=1$, равен единице и $k=1/\gamma$ при $u_п=1$; $\varepsilon_{кол}=0$.

В данном случае условие $e_{к.ср}+e_{р.ср}=0$ относится к среднему значению реактивной ЭДС для всех секций, лежащих в одном слое паза, и, следовательно, коллекторная пластина, связанная с секцией, последней в пазу заканчивающей коммутацию, выйдет из-под щетки без разрыва тока, т. е. без искрения.

В других секциях паза, как показали опыты, изменение тока зависит не только от коммутирующей ЭДС, но и от сопротивления щеточного контакта. Когда несколько секций, расположенных рядом в пазу, замкнуты накоротко щеткой, распределение тока между ними зависит от их активного сопротивления и индуктивности рассеяния. Но так как для ряда расположенных секций пазовый поток является общим, индуктивность рассеяния очень мала (рис. 4.8) и влияние сопротивления секции и щеточного контакта велико. Сопротивление щеточного контакта меняется довольно хаотично (см. § 4.3), в связи с чем столь же хаотично меняется и ток в восьми секциях, обозначенных цифрами на рис. 4.9, *б*. Однако скачкообразное изменение тока в одной секции ведет к резкому изменению тока в других короткозамкнутых секциях, причем суммарный их ток, пропорциональный полному току паза, меняется плавно (рис. 4.9, *а*). Скорость изменения тока максимальна в отрезок времени T', когда происходит коммутация секций только одного паза.

Вследствие того, что на характер изменения тока в секциях влияет сопротивление щеточного контакта, носящего в значительной сте-

пени случайный характер, ток в секциях к концу периода коммутации может отличаться от тока параллельной ветви. Однако при резком увеличении сопротивления между щеткой и выходящей из-под нее коллекторной пластиной, связанной с секцией, заканчивающей коммутацию, ток в секции резко изменяется, что вызывает соответствующее изменение токов в остальных секциях паза, еще находящихся в стадии коммутации. Происходит *демпфирование* секции, заканчивающей коммутацию, другими короткозамкнутыми секциями, лежащими рядом с ней в пазу.

Если в момент выхода пластины из-под щетки разрывается ток I_0, то в искре выделяется энергия

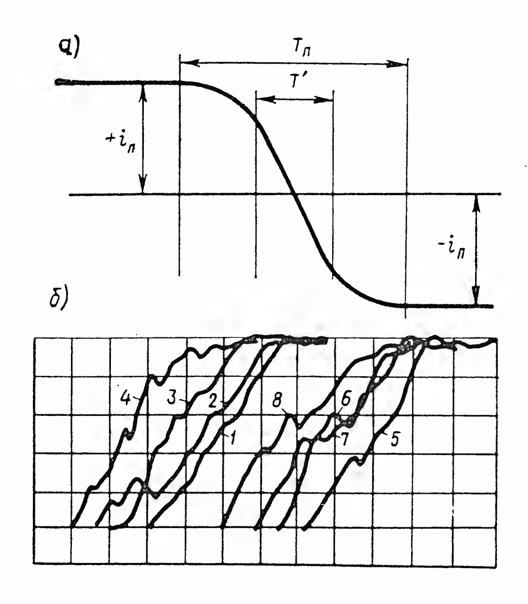


Рис. 4.9. Изменение тока коммутируемых секций:

а — изменение полного тока паза, *б* — изменение тока в секциях, расположенных в одном пазу

$$\boxed{W = L_{рез} I_0^2/2 = (L I_0^2/2)(1 - M^2/L^2).} \qquad (4.56)$$

Так как для секций, расположенных в одних и тех же пазах, $M = (0{,}95 \ldots 0{,}99)L$, результирующая индуктивность $L_{рез}$ очень мала, мала энергия импульса, выделяющегося под щеткой, и заметного на глаз искрения нет.

Секции, у которых $L \approx M$ и которые заканчивают коммутацию, когда в пазу еще есть короткозамкнутые секции, называются *несамостоятельными*.

При равносекционной обмотке (рис. 4.10, *а*), у которой секции верхнего и нижнего слоя лежат в одних и тех же пазах, все секции паза несамостоятельные, кроме одной, последней в пазу заканчивающей коммутацию. Она называется *самостоятельной*; практически только пластины этой секции при выходе из-под щетки могут разрывать значительный ток, т. е. создавать искрение.

Результаты этого явления хорошо известны работникам, эксплуатирующим электрические машины: на коллекторе обычно повреждаются пластины, кратные числу секций в слое паза; например, если $u_п = 3$, то подгорает каждая третья пластина; если $u_п = 4$, то каждая четвертая и т. д.

Исключение составляют ступенчатые обмотки, в которых секции имеют разную длину, и поэтому стороны секций лежат рядом в од-

ном слое паза, например верхнем (рис. 4.10, *б*), но в другом слое они расположены в соседних пазах.

При ступенчатых обмотках в пазу может быть две или даже три самостоятельных секции, в связи с чем может подгорать большее число пластин.

Для предотвращения искрения при ступенчатых обмотках желательно, чтобы все самостоятельные секции паза заканчивали коммутацию без разрыва тока.

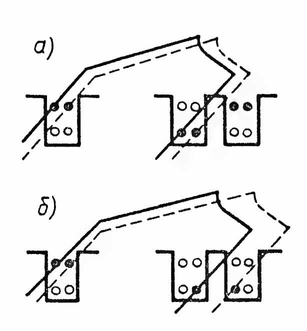


Рис. 4.10. Расположение в пазах секций ступенчатой обмотки

4.3. Свойства щеточного контакта

Качество работы щеток на коллекторе в значительной степени определяет качество всей машины: ее надежность, стоимость ремонта и эксплуатационные расходы.

Конструкция и марки щеток. Современные щетки (рис. 4.11) представляют собой прямоугольные бруски из материала, содержащего графит, сажу, кокс и связующие вещества. В щетки некоторых сортов добавляется порошок меди или бронзы для уменьшения падения напряжения в них и в месте контакта. Такие медно- и бронзографитные щетки обычно применяются при работе на контактных кольцах, когда желательны малые потери и износ щеток и колец. Щетки, работающие на коллекторе машины постоянного тока, должны, кроме того, компенсировать погрешности коммутации, предотвращая появление опасного искрения на коллекторе. Чтобы щетки могли заметно влиять на процесс коммутации, падение напряжения в местах их контакта с коллектором должно быть достаточно высоким. Обычно в машинах постоянного тока применяют щетки с падением напряжения на пару щеток (положительную и отрицательную) $2\Delta U = 1{,}5 \ldots 3{,}0$ В, а падение напряжения на щетках, содержащих медь, примерно 0,2 В.

Увеличение потерь под щетками с большим переходным сопротивлением компенсируется тем, что они уменьшают искрение и эрозионный износ коллектора.

В табл. 4.1 приведены основные данные наиболее часто применяющихся щеток.

Медно-графитные щетки применяются в низковольтных (до 30 В) машинах постоянного тока с большим током: в автотракторных электрических машинах, для стартеров и зарядных генераторов.

Угольно-графитные щетки (типы Т2, Т6, УГ2 и др.) имеют падение напряжения $2\Delta U \approx 2{,}0$ В. Это довольно твердые и жесткие щетки, допускающие работу при скоростях на поверхности коллектора до 10 ... 15 м/с, при плотности тока до 7 А/см^2. Эти щетки при-

Таблица 4.1

Марка щетки	Твердость, кгс/мм²	Плотность тока, А/см²	Линейная скорость, м/с	Переходное падение напряжения на пару щеток, В	Давление на щетку, кгс/см²	Коэффициент трения, о.е.
Г3	7 ... 19	12	60	0,6 ... 1,4	0,2 ... 0,25	0,3
Г21	20 ... 60	5	30	3,2 ... 5,5	0,15 ... 0,25	0,22
Г22	17 ... 55	10	30	2,2	0,4	0,25
611М	5 ... 12	12	40	0,6 ... 1,6	0,2 ... 0,25	0,3
ЭГ2А	7 ... 22	12	50	1,0 ... 2,0	0,2 ... 0,25	0,23
ЭГ2АФ	5 ... 22	15	90	1,1 ... 2,1	0,15 ... 0,2	0,23
ЭГ4	2 ... 7	12	60	1,0 ... 2,2	0,15 ... 0,2	0,25
ЭГ8	8 ... 35	11	45	1,2 ... 2,0	0,2 ... 0,4	0,25
ЭГ14	8 ... 30	12	45	1,1 ... 2,1	0,2 ... 0,4	0,25
ЭГ51	17 ... 55	13	60	1,0 ... 2,1	0,2 ... 0,25	0,22
ЭГ61	—	13	60	1,2 ... 3,0	0,35 ... 0,5	0,17
ЭГ71	6 ... 14	12	45	1,3 ... 2,3	0,2 ... 0,25	0,3
ЭГ74	15 ... 50	15	50	1,2 ... 2,4	0,175 ... 0,25	0,22
ЭГ74АФ	20 ... 50	15	60	1,0 ... 2,0	0,15 ... 0,2	0,22
ЭГ85	17 ... 50	15	50	1,4 ... 2,8	0,175 ... 0,35	0,2
М1	8 ... 25	25	33	1,0 ... 1,9	0,15 ... 0,2	0,25
М3	7 ... 18	15	45	1,4 ... 2,2	0,15 ... 0,2	0,25
М6	10 ... 25	24	35	1,0 ... 2,0	0,15 ... 0,2	0,2
М20	8 ... 25	15	45	1,0 ... 1,8	0,15 ... 0,2	0,26
МГ	4 ... 14	30	30	0,1 ... 0,3	0,18 ... 0,23	0,2
МГ2	4 ... 18	28	30	0,3 ... 0,7	0,18 ... 0,23	0,2
МГ4	10 ... 22	24	30	0,6 ... 1,6	0,2 ... 0,25	0,2
МГС5	6 ... 15	24	35	0,7 ... 1,9	0,20 ... 0,25	0,22
МГСО	6 ... 20	30	30	0,08 ... 0,35	0,20 ... 0,25	0,25

меняются в тихоходных машинах небольшой мощности, имеющих напряженность коммутации средней степени.

Твердые щетки некоторых марок, например Т2, рекомендуется применять при возможных загрязнениях коллектора, так как они способны очищать коллектор.

Графитные щетки (типы Г1, Г2, Г3) сравнительно мягкие, хорошо прирабатываются к коллектору. Они допускают повышенные скорость и плотность тока (до 12 А/см²). Эти щетки применяются в быстроходных машинах при сравнительно легких условиях коммутации.

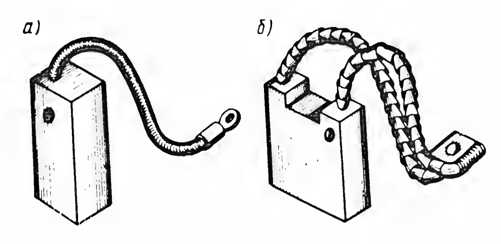


Рис. 4.11. Конструкция щеток машин малой (*а*) и большой (*б*) мощности

Электрографитированные щетки получили свое название оттого, что подвергаются графитации, т. е. нагреву в электропечах до температуры 2500 ... 3000°С и длительной выдержке при этой температуре, благодаря чему уголь, кокс и сажа, входящие в заготовки, приобретают структуру графита. Электрографитированные щетки обладают низким коэффициентом трения, хорошими коммутиру-

ющими свойствами, износоустойчивы. Они бывают мягкие (ЭГ4), средней твердости (ЭГ2А), твердые (ЭГ10).

Благодаря высокой износоустойчивости и широкому набору марок щеток с различными свойствами электрографитированные щетки постепенно вытесняют угольные и графитные.

Недостаток электрографитированных щеток — их высокая стоимость, обусловленная сложностью технологии (процесс графитации длится до 3 месяцев).

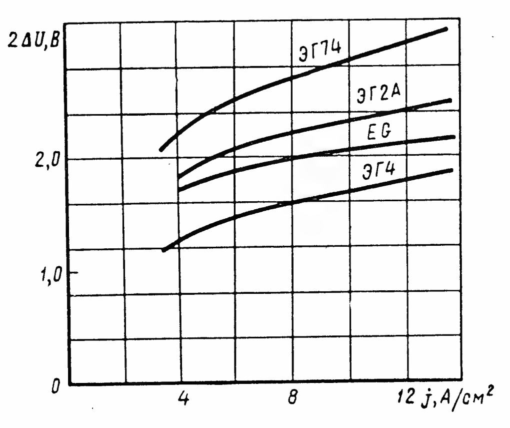


Рис. 4.12. Статические вольт-амперные характеристики щеток при $v=15$ м/с, $p=$ $=400$ г/см^2

Статические характеристики щеток. Кроме механических характеристик щетки — прочности, твердости, коэффициента трения и износоустойчивости — важно падение напряжения в щеточном контакте на пару щеток различной полярности — $2\Delta U$.

Типичные зависимости падения напряжения в щеточных контактах от плотности тока показаны на рис. 4.12, они называются *статическими вольт-амперными характеристиками,* так как снимаются в статическом режиме: щетка несколько часов прирабатывается к коллектору, а затем с помощью вольтметра и амперметра делается 6...8 измерений при разном токе; в каждой измеряемой точке показания вольтметра снимаются после 3...4-минутной выдержки с неизменным током.

Вольт-амперная характеристика щетки напоминает кривую намагничивания; при плотностях тока более 2 А/см^2 падение напряжения в щеточном контакте мало растет с ростом плотности тока, т. е. можно считать, что падение напряжения неизменно: $2\Delta U\approx$ $\approx$const. Такой своеобразный вид вольт-амперной характеристики объясняется по-разному. Наиболее распространена гипотеза, по которой в щеточном контакте имеется три типа проводимости (рис. 4.13). Средняя часть щетки *1* имеет непосредственный контакт с коллектором в нескольких точках, в каждой из которых очень большая плотность тока. Рядом с центральной зоной с обеих сторон находятся *пылевые зоны 2,* в которых ток проходит через мелкие частицы угольной пыли, забившейся в клиновидное пространство, образованное поверхностями коллектора и щетки. Третья зона — *зона пробоя 3,* где ток проходит через воздушный зазор, если этот зазор достаточно мал и имеется предварительное соприкосновение этих зон.

При отсутствии искрения большая часть тока проходит через первые две зоны. Чем больше плотность тока, тем больше образуется мелких токопроводящих частиц, следовательно, с ростом тока сопротивление щеточного контакта падает, а падение напряжения растет незначительно. Так как процесс образования токопроводящих частиц является инерционным и зависит от температуры контактного слоя, необходимо при снятии вольт-амперной характеристики делать выдержку в 3 ... 4 мин с неизменной плотностью тока, перед тем как измерять падение напряжения.

Политура. При работе щеток на контактных кольцах или коллекторе образуется политура — тонкая глянцевая пленка, толщиной примерно $5 \cdot 10^{-5}$ мм из оксидов меди CuO, Cu_2O (65%), графита (20...25%) и оксидов кремния, алюминия, железа и пр.* При наличии политуры улучшаются свойства щеточного контакта: резко уменьшается коэффициент трения, возрастает падение напряжения. Создание политуры на поверхности коллектора длится от 15 ... 20 мин до 2 ... 3 ч, в зависимости от сорта щетки и условий ее работы. У разных щеток различный цвет политуры: от темно-шоколадного до серо-зеленого.

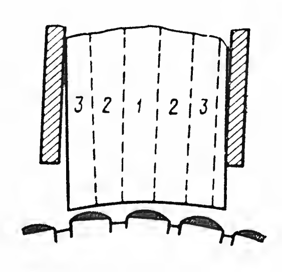


Рис. 4.13. Щеточный контакт и зоны проводимости

В процессе работы машины слой политуры постепенно растет до определенной толщины, а потом частично сдирается щеткой и опять начинает расти. В соответствии с этим изменяется падение напряжения под щеткой: при толстой пленке политуры оно больше, при тонкой — меньше. Вследствие нестабильности толщины слоя политуры нестабильна и вольт-амперная характеристика щеток, что нашло свое отражение в ГОСТе — колебания переходного падения напряжения $2\Delta U$ для щеток одной марки допускаются в пределах 30 ... 40%.

Образование политуры на медном кольце и коллекторе происходит только, если через щетки проходит ток, мельчайшие частицы анодной щетки отделяются от нее и осаждаются на кольце, образуя темный полированный след. Это явление объясняют процессами электролиза под щетками**. Во всяком случае установлено, что при отсутствии паров воды обычные щетки политуру не образуют. Это характерно для работы на высоте более 2000 м над уровнем моря. В таких условиях износ щеток резко возрастает и срок их службы уменьшается в сотни раз. Поэтому на электрических машинах для самолетов ставят специальные щетки, пропитанные составом, который способствует созданию прочной пленки политуры.

* См.: *Кунц И. С.* Скользящий контакт электрических машин. М., 1948.

** См.: *Мейер Р.* К вопросу о работе скользящих контактов. ЦБТИ НИИЭП. М., 1960.

Оксид меди образуется в местах контакта при точечном искрении, когда температура превосходит 1000°С. Оксид меди образуется как под положительной, так и под отрицательной щеткой, тогда как отложение графита вследствие электролиза происходит только под положительной щеткой. При работе на коллекторе, где по одному следу идут щетки разной полярности, это не имеет большого значения. Однако на контактных кольцах, где на каждом кольце

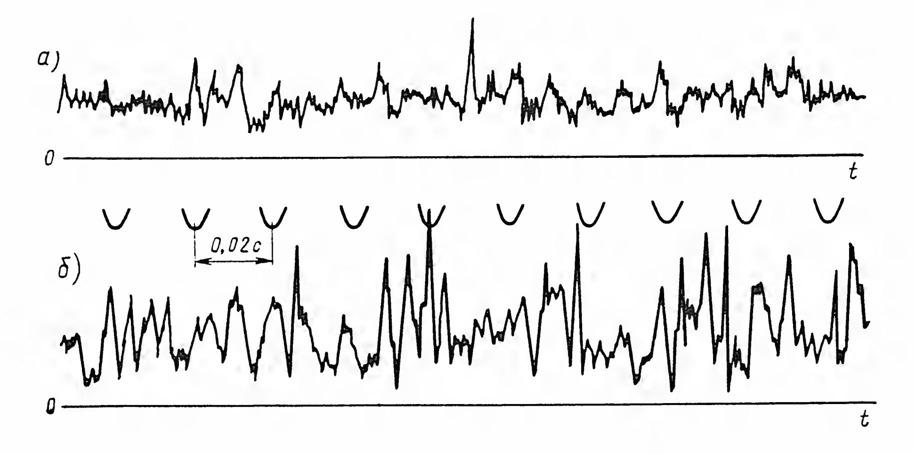


Рис. 4.14. Осциллограмма падения напряжения под щеткой, при работе щетки на контактном кольце

стоят щетки только одной полярности, политура зависит от полярности щетки: под отрицательной щеткой политура получается матовой, рыхлой. Поэтому отрицательная щетка изнашивается быстрее, чем положительная.

Политура имеет сложный состав, неоднородна по строению. Особенно наглядно это видно на осциллограммах падения напряжения под щетками (рис. 4.14), снятых на тщательно отшлифованном кольце, после того как поверхность щетки шириной 40 мм и толщиной 10 мм хорошо приработалась к кольцу *.

Колебания падения напряжения под щетками. Они носят случайный характер. При скорости 15 м/с (рис. 4.14, *а*) и плотности тока $j = 12$ А/см^2 под положительной щеткой марки ЭГ2А разница между максимальным и минимальным значениями падения напряжения составила 0,7 В, среднее значение падения напряжения 1,2 В. При повышении скорости до 30 м/с (рис. 4.14, *б*) разница увеличилась до 1,5 В, а среднее падение напряжения возросло незначительно. В опытах наблюдалась периодичность пиков высокой частоты на осциллограммах; период соответствовал одному оборо-

---

* См.: *Хвостов В. С., Реморов А. А.* Электрические свойства щелочного контакта при неравномерной плотности тока/Труды МИИТа. 1965. Вып. 205.

ту кольца. После нескольких минут работы картина пиков на осциллограмме изменялась, хотя периодичность оставалась прежней. Полностью удалить из кривой падения напряжения пики высокой частоты не удалось ни шлифовкой коллектора, ни снижением скорости до самой малой — примерно 1 м/с. Видимо, колебания переходного падения напряжения объясняются микронеровностями поверхности кольца и неоднородностью политуры.

Для каждого типа щетки имеется предельная максимальная скорость на поверхности кольца или коллектора. Так, например, при скорости более 55 м/с щетка типа ЭГ2А, работавшая на кольце, начинала сильно искрить. В осциллограмме падения напряжения появились всплески до 10 ... 12 В, которые указывали на то, что между щеткой и кольцом временами возникала электрическая дуга. При этом наблюдались поджоги на контактном кольце. Вероятно, искрение при больших скоростях возникает из-за механической вибрации щеток. Вибрация объясняется тем, что при предельной скорости щетки в некоторых местах кольца полностью разрушают пленку политуры. Поэтому щетка скользит то по поверхности, покрытой политурой, то по меди. При этом резко изменяется коэффициент трения, что и вызывает вибрацию щеток. Можно сравнить движение щетки по кольцу с нарушенной палитурой с движением конькобежца по льду, через который местами выступает асфальт.

Мягкая щетка ЭГ4 начинала искрить при скорости 60 ... 62 м/с, а щетка марки ЭГ74 * — при скорости на поверхности коллектора 40 ... 42 м/с. При повышении скорости до 90 м/с интенсивность искрения монотонно возрастает.

Износ щеток. Режимы повышенных скоростей на поверхности коллектора, превышающих критические скорости для выбранных сортов щеток, совершенно недопустимы, так как вызывают очень быстрый износ коллектора и щеток.

В ГОСТе на щетки указывается их износ, измеренный при работе щеток на кольце при номинальных плотности тока и скорости. Можно считать, что износ щеток прямо пропорционален плотности тока. Это объясняется тем, что с увеличением плотности тока возрастает число контактных точек под щеткой, в каждой из которых происходит эрозия щетки, сопровождающаяся отделением от щетки мелких частиц графита.

Однако при полном отсутствии тока через щетки их коэффициент трения резко возрастает: при выключении тока щетки начинают скрипеть, если якорь машины продолжает вращаться. Это явление можно объяснить тем, что при отсутствии тока прекращается образование мелких частиц графита, играющих роль смазки.

Износ щеток в эксплуатации зависит не столько от плотности тока в щеточном контакте, сколько от качества коммутации машины. При искрении щеток происходит их быстрое разрушение. В этом

---

* Одна из ранних модификаций этой марки, имевшая неоднородную структуру.

легко убедиться, если перед сбегающим краем искрящей щетки поставить лист плотной белой бумаги: скоро на нем будут отчетливо видны частицы графита, а через 10...15 мин бумага станет совершенно черной.

Износ щеток на машинах с хорошей коммутацией составляет 0,5...1,0 мм за 1000 ч работы.

При сильном искрении машины быстро подгорают пластины коллектора, что способствует вибрации щетки, и интенсивность искре-

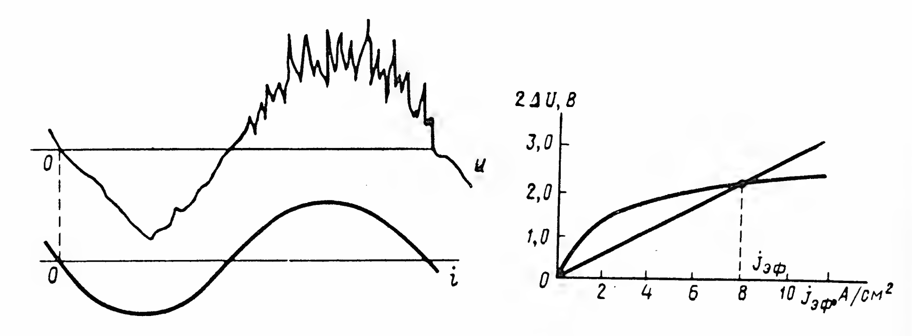


Рис. 4.15. Осциллограмма падения напряжения под щеткой при прохождении через нее синусоидального тока с частотой $f=1000$ Гц

Рис. 4.16. Статическая и динамическая характеристики щеточного контакта

ния с течением времени прогрессирует. В таких случаях иногда ставят щетки, имеющие абразивные присадки (ЭГ61, ЭГ83), которые предотвращают деформацию коллектора. Конечно, на машины с хорошей коммутацией такие щетки ставить не рекомендуется, так как они увеличат износ коллектора.

Динамические характеристики щеток. Несмотря на то что падение напряжения под щеткой даже при умеренных скоростях носит случайный характер, можно утверждать, что в заключительной фазе коммутации, когда площадь соприкосновения щетки с коллекторной пластиной уменьшается и плотность тока возрастает, падение напряжения под щеткой увеличивается. Это положение подтверждается осциллограммой напряжения на щетке, установленной на кольце, при пропускании через нее синусоидального переменного тока с частотой 1000 Гц (рис. 4.15). Кривая падения напряжения представляет собой синусоиду, на которую накладываются высокочастотные составляющие, обусловленные микронеровностями коллектора и неоднородностью политуры.

Были проведены многочисленные опыты по измерению среднего значения переменной составляющей падения напряжения при наложении синусоидального тока на постоянный. Статистическая обработка результатов позволила установить, что при быстром изменении тока среднее значение удельного сопротивления щетки может

быть приближенно определено по статической вольт-амперной характеристике

$$\rho_{ср}=\Delta U/j_{эф},$$

где $j_{эф}=j_{=}+j_{\sim}$ — эффективная плотность тока, равная сумме постоянной и переменной составляющих (рис. 4.16).

Усредненное сопротивление щеточного контакта

$$r_{щ}=\rho_{ср}/q,$$

где q — площадь соприкосновения щетки с коллекторной пластиной. Обычно к концу периода коммутации сопротивление щеточного контакта возрастает по мере уменьшения поверхности соприкосновения щетки с пластиной. Это способствует улучшению коммутации, как указывалось выше (см. рис. 4.5, *б*).

Для характеристики разброса значений удельных переходных сопротивлений введем коэффициент разброса

$$S_{раз}=(\rho_{max}-\rho_{min})/\rho_{ср}. \quad (4.57)$$

Значения разброса, подсчитанные по осциллограммам падения напряжения на кольце для щеток ЭГ2А, ЭГ4 и ЭГ74, приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Марка щетки	ЭГ4		ЭГ2А		ЭГ74	
Скорость, м/с	30	55	30	55	30	55
Коэффициент разброса, о. е.	1,14	1,74	0,91	1,63	0,81	3,54
Удельное сопротивление, Ом·см^2	0,044	0,046	0,087	0,073	0,074	0,11

Из табл. 4.2 видно, что коэффициент разброса растет с увеличением скорости и говорить о среднем удельном сопротивлении можно только при средних скоростях на поверхности коллектора.

При работе щетки на закороченном коллекторе нестабильность характеристик щеточного контакта ощущается более резко и коэффициент разброса растет. Например, при аналогичных условиях у щетки ЭГ2А коэффициент разброса на коллекторе примерно в 1,5 раза больше, чем при работе на кольце.

При вычислении сопротивления щетки по формуле $r_{щ}=\rho/q$, при любом значении ρ сопротивление щетки к концу коммутации становится бесконечно большим, так как q уменьшается до нуля.

При таком формальном подходе ток между щеткой и пластиной, выходящей из-под нее к концу коммутации, становится равным нулю и, следовательно, искрение возникнуть не может. Эта методоло-

гическая ошибка весьма распространена в литературе (например, у Р. Рихтера и Л. Дрейфуса). На самом деле при увеличении плотности тока под сбегающим краем щетки возникает электрическая дуга при напряжении 10...12 В и в этом случае уже нельзя говорить ни об усредненном сопротивлении щеточного контакта, ни о его мгновенном значении.

Свойства щеток на завершающем этапе коммутации. Опыты по определению свойств щетки на завершающем этапе коммутации

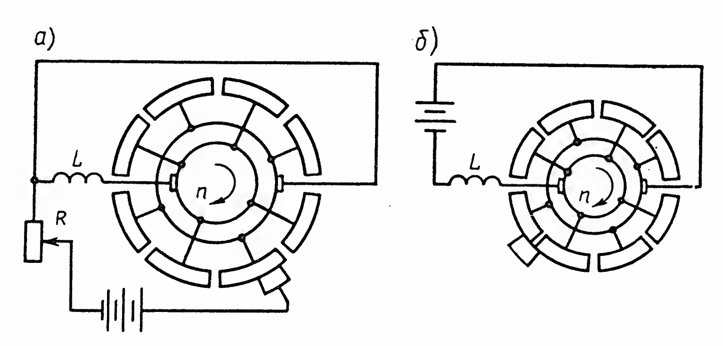


Рис. 4.17. Схема установки для исследования свойств щетки:
а — при замедленной коммутации, *б* — при ускоренной коммутации

проводились на специальной установке (рис. 4.17)*. Пластины коллектора, приводимого во вращение специальным двигателем, были разбиты на две группы, так что ток от испытуемой щетки проходил попеременно то через одну, то через другую группу пластин. Ток к щетке и коллектору подводился от источника постоянного тока через большие активное и индуктивное сопротивления, чтобы исключить изменение общего тока из-за влияния переходного контакта щеток. Таким образом, при коммутации соблюдалось условие $i_1+i_2=I=\mathrm{const}$, как и в реальной машине при недокоммутации. В цепь одной из групп пластин коллектора включалась индуктивность L. Вследствие этого при вращении коллектора размыкание цепи с индуктивностью сопровождалось разрядом электромагнитной энергии, накопленной в поле индуктивности $W=0{,}5\,LI^2$. Условия работы щетки в этом опыте сходны с условиями работы щеток в реальной машине при замедленной коммутации.

На рис. 4.18 приведены характерная осциллограмма тока через коллекторную пластину, выходящую из-под щетки (снятая по схеме рис. 4.17, *а*), и напряжения между ними. При выходе пластины из-под щетки ток через эту пластину снижается с I до I_0 под действием возрастающего сопротивления щетки. Затем резко возрастает напряжение под щеткой до 10...12 В, т. е. начинается горение ду-

---

* См.: *Хвостов В. С.* Качество коммутации и выбор плотности тока под щетками//Электротехника. 1965. № 10.

ги. Это напряжение меняется очень мало, в связи с чем ток изменяется от значения $I_{ост}$ до нуля линейно (с постоянной скоростью) в соответствии с дифференциальным уравнением

$$u_д + L di/dt = 0; \quad di/dt = -u_д/L = \text{const}, \tag{4.58}$$

где $u_д$ — напряжение на дуге.

Аналогичные осциллограммы были получены при осциллографировании тока секций специально препарированных машин учеными Л. Л. Лавриновичем, Н. В. Волошиным, В. Н. Безрученко.

Коммутирующие свойства щетки проявлялись в том, что к моменту возникновения дуги значение тока снижалось от I до $I_{ост}$.

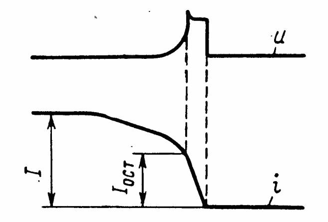


Рис. 4.18. Осциллограмма тока и напряжения на завершающем этапе коммутации

Сколько-нибудь значительное искрение под щеткой наблюдалось только при наличии дуговых разрядов. Интенсивность искрения зависела от тока в дуге, длительности горения дуги и угловой скорости, а также от осевой длины щетки.

Статистическая обработка осциллограмм и результата наблюдений показала, что интенсивность искрения, определяемая визуально и по износу щеток, зависит от средней мощности дугового разряда, приходящейся на единицу осевой длины щетки.

Указанную закономерность можно объяснить следующим образом.

При выходе коллекторной пластины из-под щетки дуга загорается в одной из последних точек соприкосновения, у которой оказались наиболее благоприятные условия для горения дуги (наибольшая температура и т. п.). В этой точке выделяется импульс энергии $W_и$ и происходит эрозионное разрушение, вследствие чего точка перестает быть «последней». Следующая дуга возникает в другом месте и разрушает другую «последнюю точку» и т. д. Вследствие этого дуги возникают последовательно, одна за другой, по всей длине края щетки и наблюдатель видит искрение под всей щеткой. Чем короче щетка, тем интенсивнее эрозионный износ и ярче искрение, так как электрические дуги возникают на меньшей длине, а их число определяется числом искрящих пластин, выходящих из-под щетки в единицу времени.

Если считать яркость дуги и эрозионный износ за одну вспышку прямо зависящими от энергии вспышки $W_и$, то эрозионный износ 1 см края щетки, так же как и интенсивность свечения, прямо зависит от средней удельной мощности разрядов:

$$\boxed{P_{уд} = W_и m / l_щ.} \tag{4.59}$$

Связь между средней удельной мощностью и интенсивностью искрения в баллах ГОСТа приведена в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Степень искрения	$P_{уд}$, Вт/см	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	0 ... 0,25	Отсутствие искрения	—
$1^1/_4$	0,25 ... 1,00	Слабое точечное искрение	Отсутствие почернения коллектора и нагара на щетках
$1^1/_2$	1,00 ... 2,0	Слабое искрение под большей частью щеток	Появление следов почернения на коллекторе, легко устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
2	2,0 ... 5,0	Искрение под всем краем щетки. Допускается только при кратковременных толчках нагрузки и перегрузках	Появление следов почернения на коллекторе, не устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
3	>5,0	Значительное искрение под всем краем щетки с наличием крупных и вылетающих искр. Допускается только для моментов прямого (без реостатных ступеней) включения или реверсирования машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение на коллекторе, не устраняемое протиранием коллектора, а также подгар и разрушение щеток

Интенсивность износа щеток, работающих на коллекторе, в большей мере определяется степенью искрения, чем другими факторами. Для двигателей с хорошей коммутацией износ составляет 0,5 ... 1,0 мм за 1000 ч работы; в машинах с напряженной коммутацией он достигает 3,0 ... 5,0 мм, т. е. возрастает почти в 10 раз.

В описанных опытах, имитирующих замедленную коммутацию, не вся энергия $W=0{,}5LI^2$, запасенная катушкой индуктивности, выделялась в электрической дуге, а только ее часть $W_и=0{,}5LI_0^2$. Следовательно, часть энергии импульса $\Delta W=W-W_и$ рассеивалась щеткой до возникновения дуги, т. е. без искрения. В соответствии с этим и удельная мощность $P_{уд}$, выделяющаяся в дуге под краем

щетки, меньше, чем она была бы без учета коммутирующих свойств щетки:

$$P_{\text{уд}}=P'_{\text{уд}}-\Delta P_{\text{уд}}=m(W-\Delta W)/l_{\text{щ}}. \qquad (4.59а)$$

Опыты показали, что при расстройстве коммутации, характеризуемой $P'_{\text{уд}}\leqslant 0{,}5...1{,}0$ Вт/см, вся запасенная электромагнитная энергия рассеивается щеткой и никакого видимого на глаз искрения под краем щетки нет. При $P'_{\text{уд}}>1{,}0$ Вт/см появляется искрение, интенсивность которого зависит от значения $P_{\text{уд}}$ и в баллах ГОСТа ее приближенно можно оценить по табл. 4.3.

Испытания электрографитированных щеток ЭГ2А, ЭГ74 и EG дали примерно одинаковые результаты и по зависимости интенсивности искрения от удельной мощности, и по коммутирующей способности щеток.

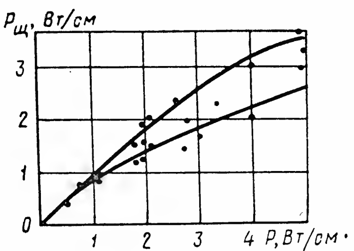


Рис. 4.19. Характеристика зависимости между мощностью, накопленной секцией энергии, и мощностью, выделившейся в дуговом разряде под щеткой ЭГ2А

На рис. 4.19 для примера показана связь между накопленной мощностью и мощностью, которая выделяется в дуге при опытах с щеткой ЭГ2А. Разница $\Delta P_{\text{уд}}=P'_{\text{уд}}-P_{\text{уд}}$ показывает, какая часть энергии рассеивается щеткой, не образуя дуги. Из рис. 4.19 видно, что влияние сопротивления щетки тем больше, чем сильнее расстройство коммутации. Можно считать, что при недокоммутации примерно $^1/_3$ энергии рассеивается в щеточном контакте без искрения, а $^2/_3$ — выделяются в электрической дуге.

В опытах индуктивность менялась от 6 до 30 мкГн, ток I — от 6 до 45 А, скорость на поверхности коллектора — от 10 до 45 м/с.

При ускоренной коммутации в течение какого-то промежутка времени в короткозамкнутой секции возникает ток под действием ЭДС $e_{\text{к}}$ от внешнего поля. Этот процесс имитировался на установке, схема которой представлена на рис. 4.17, *б*. Для интервала времени, когда щетка перекрывает две коллекторные пластины, справедливо уравнение

$$e=ir_1+ir_2+Ldi/dt, \qquad (4.60)$$

такое же, как и для заключительного этапа коммутации секции машины, при ускоренной коммутации.

На рис. 4.20, *а* приведены типичные осциллограммы тока и напряжения при сравнительно небольшом значении ЭДС E. Ток сначала увеличивается, достигает максимума, а затем уменьшается. В момент возникновения дуги (начало отрезка с неизменным напряжением примерно 10...12 В) ток, разрываемый щеткой, значительно меньше амплитудного. Обычно такая картина имела место

при $E=3{,}5$ В и менее; искрение щеток при этом незначительно. При $E>4...5$ В характер осциллограммы меняется: ток секции нарастает прямолинейно до момента возникновения дуги (рис. 4.20, *б*), после чего прямолинейно уменьшается до нуля. При таком виде осциллограмм под щетками наблюдалось заметное искрение: $1^1/_4$ по баллам ГОСТа и выше, в зависимости от удельной мощности, выделяемой в дуге под краем щетки. Для этого случая ток под щеткой

$$i \approx (E-2\Delta U)\, t/L, \qquad (4.61)$$

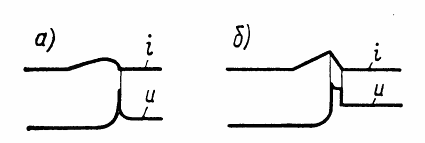


Рис. 4.20. Осциллограммы тока и напряжения при ускоренной коммутации:

а — при малом значении $e_к$, *б* — при большом значении $e_к$

где $2\Delta U$ — падение напряжения под парой щеток.

Для щетки марки ЭГ2А по данным, полученным в результате обработки осциллограмм, падение напряжения составило 2,5 В, т. е. весьма близко к значению, даваемому статической характеристикой щетки.

Таким образом, при перекоммутации коммутирующие свойства щетки определяются, главным образом, падением напряжения под щетками $2\Delta U$.

При перекоммутации в заключительной фазе коммутации также сказывается влияние сопротивления щеточного контакта: разрываемый щеткой ток I_0 на 20...30% меньше максимального значения, определяемого в соответствии с формулой (4.61):

$$I_{max}=(E-2\Delta U)\,\Delta t/L. \qquad (4.62)$$

Интенсивность искрения под щетками при перекоммутации, так же как и при недокоммутации, зависит от удельной мощности, выделяющейся в дуговом разряде под краем щетки. Энергия импульса при перекоммутации определялась по формуле

$$\boxed{W_и=U_\partial I_0 t_\partial/2,} \qquad (4.63)$$

так как напряжение на дуге U_∂ почти постоянно, а ток в дуге изменяется практически прямолинейно от I_0 до 0. Энергия импульса при перекоммутации $W_и$ больше, чем энергия, накопленная в индуктивности секции $W_и'=0{,}5\,LI_0^2$, так как при горении дуги в ее контуре продолжает существовать коммутирующая ЭДС $e_к$.

Для описанных опытов $e_к=E=\text{const}$ и для контура секции при горении дуги

$$E_к \approx U_\partial + L\,di/dt, \qquad (4.64)$$

из которого следует $i=C-[(U_\partial-E)/L]t$. Учитывая, что $i-I_0$ при $t=0$, определяем

$$i=I_0-[(U_\partial-E)/L]\,t,$$

откуда, в предположении $i=0$, время горения дуги

$$t_\partial = LI'_0/(U_\partial - E).$$

Подставив найденное значение t_∂ в (4.63), получим

$$\boxed{W_и = \frac{U_\partial I_0}{2} \frac{LI_0}{U_\partial - E} = \frac{LI_0^2}{2} \frac{1}{1 - E/U_\partial} = \frac{W'_и}{1 - E/U_\partial}.} \quad (4.65а)$$

Таким образом, чем ближе E к U_∂, тем большая энергия выделится в дуге при одном и том же значении накопленной энергии. Аналогично при недокоммутации для реальной машины

$$\boxed{W_и = W'_и/(1 + E/U_\partial),} \quad (4.65б)$$

т. е. при недокоммутации энергия импульса в дуге из-за наличия ЭДС $e_к$ уменьшается *.

4.4. Контроль качества коммутации

Качество коммутации каждой машины постоянного тока проверяется визуально при стендовых испытаниях на заводе-изготовителе.

По ГОСТу при длительной работе допустимо только незначительное искрение, не повреждающее коллекторные пластины и не дающее нагара на щетках (см. табл. 4.4). Однако хорошая коммутация машины на стенде завода не всегда гарантирует хорошую работу в эксплуатации, где может наблюдаться значительное искрение щеток и повышенный износ коллектора. Главные причины повышенного искрения щеток в эксплуатации следующие: 1) работа в форсированных режимах (при перегрузках и повышенной частоте вращения); 2) механическая вибрация машины (например, в тяговых двигателях); 3) частые резкие изменения напряжения питания; 4) установка щеток несоответствующих марок; 5) работа в запыленных помещениях и в агрессивной среде; 6) работа машины на высоте более 1000 м над уровнем моря; 7) питание двигателя от пульсирующего напряжения; 8) износ щеток и щеткодержателей; 9) ослабление нажатия на часть щеток; 10) износ или повреждение поверхности коллектора.

Особенности работы машины в эксплуатации должны указываться в технических условиях и учитываться при проектировании и изготовлении машины и ее испытаниях. Обычно оговариваются испытания коммутации при форсированных режимах на стендах. Полностью воспроизвести на стенде все условия эксплуатации не удается и поэтому головной образец серии крупных машин проходит довольно длительную опытную эксплуатацию.

Наиболее объективный и достоверный критерий качества коммутации — износ щеток и коллектора в эксплуатации. Однако та-

* В описанных в § 4.3 опытах на модели это явление отсутствовало.

кая оценка требует длительных эксплуатационных испытаний (до одного года) и поэтому она применяется редко.

Коммутационная устойчивость машины к эксплуатационным воздействиям оценивается по ширине зоны безыскровой работы, которая определяется стендовыми испытаниями путем подпитки обмотки добавочных полюсов. Для этой цели в обмотку добавочных полюсов *ДП* от специального генератора (рис. 4.21) подают

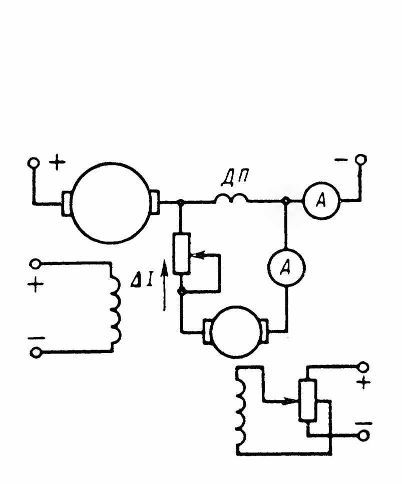


Рис. 4.21. Схема экспериментальной установки для определения зоны безыскровой работы

Рис. 4.22. Типичные зоны безыскровой работы

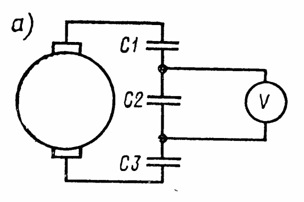
дополнительный ток ΔI (ток подпитки), вследствие чего изменяется ее МДС, а также индукция в зоне коммутации и коммутирующая ЭДС $e_{\text{к.ср}}$. При проведении опыта добиваются появления искрения под щетками, постепенно увеличивая МДС добавочных полюсов, и фиксируют ток подпитки $+\Delta I$. Затем изменяют направление тока подпитки и повторяют опыт снова, добиваясь появления искрения под щетками при токе $-\Delta I$. Этот опыт проводят при постоянной частоте вращения машины n и различных значениях тока якоря. По полученным данным строят зону безыскровой работы машины (см. заштрихованную зону на рис. 4.22); при построении ток подпитки обычно выражается в процентах от номинального тока якоря.

Сравнивая ширину зон безыскровой работы новой машины с шириной зоны старой машины, эксплуатационная характеристика которой известна, можно довольно точно оценить надежность коммутации новой машины.

Обычно надежные машины, износ щеток и коллектора у которых невелик, имеют ширину зоны безыскровой работы примерно

10%. Ширина зоны в 1...3% допустима только в форсированных режимах (например, при максимальной скорости).

Опыт подпитки и определения зоны безыскровой работы используется и для окончательной настройки коммутации: в соответствии с результатами опыта увеличивают или уменьшают немагнитные участки в цепи дополнительных полюсов так, чтобы ширина зоны стала одинаковой в обе стороны от оси абсцисс, т. е. чтобы токи подпитки по абсолютному значению стали равны: $|+\Delta I| = |-\Delta I|$.



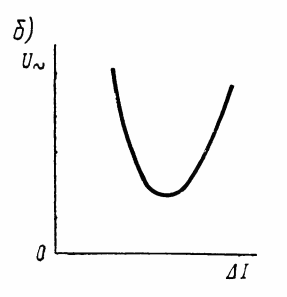


Рис. 4.23. Схема измерения переменной составляющей напряжения на щетках (*а*) и характеристика зависимости напряжения от тока подпитки добавочных полюсов (*б*)

Оценка степени искрения при контроле качества коммутации и при снятии безыскровых зон производится визуально, «на глаз». Она имеет ряд недостатков:

оценка в какой-то мере субъективна, у разных наблюдателей расхождение в оценке искрения может составить целый класс (например, по оценке одного — класс искрения $1^1/_2$, а у другого — 2 балла);

не у всех машин хорошо просматриваются щеткодержатели (сбегающие края щетки);

нельзя сопоставить между собой в коммутационном отношении машины, у которых не наблюдается видимого искрения (если не сделать опыт подпитки).

Около 50 лет делаются попытки разработать приборы для объективной оценки коммутации.

Одна группа приборов выполняется с фотоэлементами и усилителями, в которых интенсивность искрения измерялась бы стрелочными приборами либо с помощью осциллографа выявлялись искрящие пластины. Такие приборы применялись при исследованиях коммутации. Однако широкого распространения они не получили из-за следующих недостатков:

для одновременного наблюдения за всеми щетками нужна целая система фотоэлементов, которую сложно установить на машине;

показания индикаторов сильно зависят от взаимного расположения щеток и фотоэлемента, что заставляет каждый раз (при установке фотоэлемента) производить «на глаз» тарировку прибора.

Другая группа — приборы, измеряющие переменную составляющую напряжения на щетках машины. На рис. 4.23, *а* показана схема включения электронного вольтметра через конденсаторный делитель напряжения, предложенная более 30 лет назад и применяемая до сих пор. Если измерения производятся при снятии без-

ыскровых зон, то с изменением тока подпитки изменяются показания прибора. При неизменной частоте вращения напряжение, регистрируемое прибором, будет тем больше, чем сильнее искрение под щетками. Зависимость напряжения от тока подпитки имеет форму V-образных кривых (рис. 4.23, *б*). Минимуму напряжения соответствует средняя линия безыскровой зоны, поэтому применение данной схемы измерения полезно при опытах подпитки. Однако при изменении режима работы (например, тока, частоты вращения) показания прибора сильно меняются, даже если искрения нет или оно остается на одном уровне. Это объясняется, во-первых, наличием высших гармоник в кривой напряжения, которые не связаны со степенью искрения (главным образом, зубцовых гармонических); во-вторых, тем, что интенсивность искрения зависит не только от напряжения дуги и длительности ее горения, но и от тока дуги, который в данном методе прямо не фиксируется.

Включив вместо вольтметра осциллограф, можно наблюдать импульсы разрядов энергии в дуге, аналогичные показанным на рис. 4.18. К сожалению, импульсы разрядов поступают на осциллограф несинхронно, что затрудняет наблюдение.

4.5. Теория коммутационных нарушений

Условие безыскровой коммутации — взаимная компенсация реактивной и коммутирующей ЭДС — является математической абстракцией, так как на практике оно не может быть абсолютно точно выполнено из-за действия множества факторов, полностью устранить которые не в наших силах.

Причины коммутационных нарушений, т. е. отклонения от условия $e_{к.ср}+e_{р.ср}=0$, могут быть заложены в конструкцию машины, возникнуть в результате несовершенства технологии изготовления или при эксплуатации машины.

Наиболее типичные причины коммутационных нарушений — неидентичность секций обмотки якоря (их положения в пазу и т. п.), сдвиг щеток с геометрической нейтрали, смещение главных и добавочных полюсов, отклонение размеров зазоров под ними от расчетных, смещение коллекторных пластин с расчетных мест из-за отклонения их толщины от номинальной, вибрация щеткодержателей и щеток, нестабильность щеточного контакта, броски тока и напряжения, работа от источника пульсирующего напряжения, непритертость щеток, низкое качество переходных процессов при различных системах автоматического регулирования и т. д.

При разработке теории коммутационных нарушений было удобно их классифицировать по длительности.

К р а т к о в р е м е н н ы е коммутационные нарушения — единичные нарушения, возникающие, например, из-за резкого броска тока, отрыва щетки и т. д. П е р и о д и ч е с к и е к р а т к о в р е м е н н ы е нарушения — нарушения из-за неидентичности секций, лежащих в

одном пазу, при питании напряжением, имеющим высокочастотные составляющие, и т. д.

Длительные коммутационные нарушения — нарушения из-за сдвига щеток с геометрической нейтрали, непритертости щеток и т. п.

Длительность коммутационного нарушения оказывает большое влияние на интенсивность искрения, так как от длительности нарушения зависит характер демпфирования секции, выходящей из режима коммутации, другими секциями, остающимися короткозамкнутыми.

Выше говорилось, что секции, расположенные рядом в одноименных пазах, обладают сильной взаимоиндукцией. Поэтому при выходе из-под щетки пластины, связанной с несамостоятельной секцией, т. е. не последней в пазу заканчивающей коммутацию, не возникает электрическая дуга, даже если в этот момент существует остаточный ток I_0, так как энергия импульса

$$\boxed{W_и \approx L_{рез} I_0^2/2 = \left(1 - \frac{M^2}{L^2}\right) L I_0^2 = (1 - k_с) L I_0^2/2} \quad (4.66)$$

очень мала из-за того, что коэффициент связи $k_с = M^2/L^2$ между рассматриваемой секцией и секциями, лежащими рядом, очень велик: $k_с \approx 1$.

Избыточная энергия этой секции передается другим секциям, которые, заканчивая коммутацию, в свою очередь передают избыточную энергию другим короткозамкнутым секциям паза. Чтобы последняя секция слоя паза закончила коммутацию без искрения, избыточная энергия последней секции должна равняться нулю: $I_0 = 0$. Таким образом, для большинства секций паза не соблюдается условие $e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0$; у одних секций паза коммутация замедленная, у других — ускоренная, но за период коммутации секций паза $T_п$ эти нарушения коммутации взаимокомпенсируются, поэтому искрения нет. Если за время $T_п$ происходят какие-либо другие кратковременные нарушения коммутации (например, высокочастотные пульсации коммутирующей ЭДС или тока), то искрение возникает при окончании коммутации тока в последней секции, если суммарные нарушения коммутации за период $T_п$ не компенсируют друг друга. Из этих рассуждений следуют два важных вывода:

1) кратковременными нарушениями коммутации следует считать те, длительность которых значительно меньше $T_п$;

2) если среднее значение отклонений (нарушений коммутации) за период $T_п$ равно нулю, то искрения на коллекторе нет, так как за период $T_п$ выполняется условие $e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0$.

При единичном кратковременном нарушении коммутации за период $T_п$ не соблюдается условие $e_{к.ср} + e_{р.ср} = 0$ и вся избыточная энергия всех секций паза передается последней секции. Если пренебречь коммутирующими свойствами щеток (т. е. энергией, рассеиваемой щетками без видимого искрения), то эта энергия

$W=0{,}5\,LI_o^2$, где I_o — остаточный ток, разрываемый щеткой при выходе из-под нее пластины, связанной с последней секцией паза. Часть этой энергии выделяется в дуге, а другая часть передается в короткозамкнутые секции другого паза, с которыми последняя секция первого паза имеет магнитную связь.

Таким образом, при коммутации последней секции первого паза в дуге выделяется энергия

$$W_{и1}=W\,(1-k_с), \tag{4.67}$$

во второй паз передается энергия $W_2=W-W_{и1}=k_сW$, часть которой выделяется в дуге при завершении коммутации последней секции второго паза:

$$W_{и2}=W_2(1-k_с)=k_с(1-k_с)W, \tag{4.68}$$

а часть энергии передается секциям третьего паза

$$W_3=k_сW_2=k_с^2W \tag{4.69}$$

и так далее: для n-паза запасенная энергия

$$W_n=k_с^{n-1}W, \tag{4.70}$$

а энергия, выделяющаяся в дуге,

$$\boxed{W_{иn}=k_с^{n-1}(1-k_с)W.} \tag{4.71}$$

Чем больше коэффициент связи между секциями соседних пазов, тем большее число коллекторных пластин рассеивает избыточную энергию и, следовательно, тем равномернее износ пластин, меньше износ щеток, так как бо́льшая часть избыточной энергии рассеивается щеткой без искрения.

Особенно благоприятно воздействует на коммутацию большой коэффициент связи, если нарушения коммутации являются периодическими и среднее арифметическое избыточной энергии равно нулю. В этом случае энергия, выделяющаяся в дуговых разрядах под щетками, уменьшается тем сильнее, чем больше коэффициент связи.

Коэффициент связи определяется потоком взаимоиндукции: потоком, замыкающимся вокруг лобовых соединений, и пазовым потоком, сцепленным с секциями, лежащими в разных слоях, если имеется укорочение шага обмотки, и секции, расположенные в разных слоях паза, заканчивают коммутацию в разное время.

Так как с точки зрения ликвидации высших гармоник ЭДС в секции также желательно укорочение шага обмотки на половину паза (см. гл. 3), то обмотки якоря выполняют обычно с таким укорочением. Коэффициент связи в таких обмотках $k_с\approx0{,}4...0{,}6$.

При определении коэффициента связи не нужно учитывать поток взаимоиндукции между соседними пазами, замыкающийся через главные полюсы и междуполюсное пространство. Как отмеча-

лось выше, роль этого потока сводится к поддержанию среднепрямолинейной коммутации.

Другими словами, если учитывать этот поток, то в формуле (4.66) нужно одновременно увеличивать и коэффициент связи k_c, и индуктивность L. Это приводит к усложнению вычислений, а результат остается практически прежним, так как при демпфировании должен изменяться ток секции, остающейся в процессе коммутации без изменения потокосцепления этой секции.

При длительных нарушениях коммутации (при сдвиге щеток с геометрической нейтрали, отклонении зазора под добавочным полюсом от расчетного и др.) коэффициент связи не играет роли, так как в этом случае нельзя улучшить коммутацию секций одного паза за счет секций другого паза, поскольку секции всех пазов находятся в одинаковых условиях.

Однако на практике в машине всегда бывают и кратковременные и длительные нарушения коммутации, совместное действие которых может привести к искрению. Поэтому машины, обмотки якоря которых обладают хорошими демпфирующими свойствами, имеют более широкую зону безыскровой работы при опыте подпитки добавочных полюсов, хотя при этом опыте создается длительное нарушение коммутации. Большой коэффициент связи между пазами ослабляет действие кратковременных периодических нарушений коммутации, вызванных нестабильностью щеточного контакта, технологическими отклонениями коллектора и др. Это уменьшает избыточную энергию, выделяющуюся под щетками.

Коммутационное нарушение можно оценить по формуле

$$\boxed{\Delta = \frac{|e_{\text{р.ср}}| - |e_{\text{к.ср}}|}{e_{\text{р.ср}}} = 1 - \left|\frac{e_{\text{к.ср}}}{e_{\text{р.ср}}}\right|.} \tag{4.72}$$

Изменение числа потокосцеплений паза за период $T_{\text{п}}$:

$$\Psi'_{\text{п}} = e_{\text{к.ср}} T_{\text{п}}.$$

При безыскровой работе, когда $|e_{\text{к.ср}}| = |e_{\text{р.ср}}|$,

$$\Psi_{\text{п}} = e_{\text{р.ср}} T_{\text{п}} = 2\Psi_{\text{п}0} = 4 i_a w_{\text{c}}^2 u_{\text{п}} \Lambda_{\text{п}}, \tag{4.73}$$

где $\Psi_{\text{п}0}$ — начальное потокосцепление.

Избыточное или недостающее (для безыскровой коммутации) число потокосцеплений

$$\Psi_{\text{п.изб}} = \Psi_{\text{п}} - \Psi'_{\text{п}} = T_{\text{п}}(|e_{\text{р.ср}}| - |e_{\text{к.ср}}|) = e_{\text{р.ср}} T_{\text{п}} = \frac{|e_{\text{р.ср}}| - |e_{\text{к.ср}}|}{e_{\text{р.ср}}} = \Delta\Psi_{\text{п}}. \tag{4.74}$$

Так как $e_{\text{р.ср}} = w_{\text{c}} 2F_{\text{п}}\Lambda_{\text{п}}/T_{\text{п}}$, то

$$\Psi_{\text{п.изб}} = \Delta 2F_{\text{п}}\Lambda\, w_{\text{c}}. \tag{4.75}$$

Этому избыточному потокосцеплению соответствует энергия

$$W_и = W_0 (\Psi_{изб}/\Psi_{п0})^2 = 4\Delta^2 (w_c^2 \Lambda_п/2)(2i_a u_п)^2 = \Delta^2 8 i_a^2 u_п^2 w_c^2 \Lambda_п. \quad (4.76)$$

При длительном нарушении коммутации все пазы имеют одинаковую избыточную энергию $W_и$, которая выделяется под краем щетки через время

$$T_1 = t_1/v_a, \quad (4.77)$$

где t_1 — зубцовое деление якоря; v_a — скорость на поверхности якоря.

Удельная мощность разрядов под щеткой

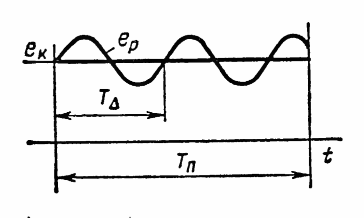


Рис. 4.24. Диаграмма кратковременных периодических нарушений коммутации

$$P_{уд} = \frac{W_и}{l_щ T_1} = \frac{4 i_a u_п w_c^2 \Lambda_п}{l_щ t_1} v_a \frac{F_п}{w_c} \Delta^2 = $$
$$= 2 A v_a w_c \Lambda_п \frac{F_п}{l_щ w_c} \Delta^2. \quad (4.78)$$

Если $w_c = 1$, что характерно для машин большой и средней мощности, то реактивная ЭДС $2Av_a w_c \Lambda_п = e_{р.п}$ при $\gamma = 1$ и, следовательно,

$$\boxed{P_{уд} = e_{р.п} F_п \Delta^2 / l_щ = k_щ \Delta^2.} \quad (4.79)$$

Если нарушения коммутации имеют кратковременный периодический характер, то энергия, выделяющаяся в разрядах под щеткой, существенно уменьшается. Пусть, например, нарушения коммутации имеют синусоидальный характер с периодом T_Δ (рис. 4.24) в $e_к$ или $e_р$ присутствует переменная составляющая .

Избыточное число потокосцеплений за период $T_п$

$$\Psi_{изб} = \int_0^{T_п} \Delta e_{к.ср} \sin \omega_\Delta t dt, \quad (4.80)$$

где $\Delta = e_{к\, m\sim}/e_{к.ср}$ — отношение амплитуды переменной составляющей ЭДС к среднему значению коммутирующей ЭДС за период $T_п$.

Избыточное число потокосцеплений зависит от периода T_Δ и соотношения $T_п/T_\Delta$. Если $T_п/T_\Delta$ — целое число, то среднее значение коммутационного нарушения за период равно нулю и разряда энергии под щеткой нет. Избыточная энергия максимальна, если $T_п/T_\Delta$—0,5 — целое число. Тогда избыточное число потокосцеплений

$$\Psi_{изб} = \int_0^{0,5T_\Delta} \Delta e_{к.ср} \sin \omega_\Delta t dt = (0,637/2)\, \Delta e_{к.ср} T_\Delta \approx 0,32 \Delta e_{к.ср} T_\Delta. \quad (4.81)$$

Так как $e_{р.ср} T_п = 2F_п \Lambda_п w_c = e_{к.ср} T_п$, для максимального избыточного числа потокосцеплений

$$\Psi_{изб} = 2F_п \Lambda_п 0,32 \Delta T_\Delta / T_п w_c.$$

Этому избыточному числу потокосцеплений соответствует удельная мощность, по аналогии с (4.79),

$$P'_{уд}=(e_{р.п}F_{п}/l_{щ})(0{,}32\Delta T_{\Delta}/T_{п})^2. \quad (4.82)$$

Так как обычно равновероятно любое соотношение $T_п/T_\Delta$, удельная мощность разрядов колеблется от 0 до $P'_{уд\,max}$, т. е. ее среднее значение

$$\boxed{P'_{уд}=0{,}5P'_{уд\,max}=(e_{р.п}F_{п}/l_{щ})\,0{,}5\,(0{,}32\Delta T_{\Delta}/T_{п})^2=K_{щ}\Delta^2_{эф},} \quad (4.83)$$

где $\Delta_{эф}=0{,}225\,T_\Delta/T_п$ — эффективное значение коммутационного нарушения при его кратковременном периодическом характере.

Поскольку при периодических нарушениях среднее значение этого нарушения равно нулю, следует учитывать демпфирующее действие секций в соседних пазах, определяя удельную мощность разрядов по формуле

$$\boxed{P_{уд}=K_{щ}\Delta^2_{эф}(1-k_{с}).} \quad (4.84)$$

Периодические кратковременные нарушения коммутации действуют значительно слабее, чем длительные нарушения. Например, при $T_п/T_\Delta=5$ и $k_с=0{,}5$ избыточная мощность (мощность разрядов) при периодических кратковременных нарушениях коммутации такая же, как при длительных нарушениях коммутации, имеющих примерно в 30 раз меньшее значение Δ. Этим объясняется тот факт, что при сравнительно больших вибрациях щеток и при значительных технологических отклонениях удается обеспечивать безыскровую коммутацию машин постоянного тока. На удельную мощность искрения сильно влияет угловая скорость машины, так как при ее увеличении пропорционально возрастает $e_{р.п}$ и эффективное значение коммутационного нарушения (из-за уменьшения $T_п$), вследствие чего выделяемая под щеткой мощность должна измениться пропорционально третьей степени скорости (если Δ и T_Δ остаются неизменными). Поэтому у некоторых машин при повышении скорости исчезает зона безыскровой работы.

Любопытно явление «мерцающего» искрения, наблюдаемое иногда у двигателей, питаемых пульсирующим током. При определенной угловой скорости якоря искрение под щетками то возникает, то пропадает. Это можно объяснить тем, что нарушение коммутации, вызываемое пульсациями тока и реактивной ЭДС, имеет период, кратный $T_п$ (когда искрение исчезает) или отличающийся на полпериода (когда искрение максимально).

При коммутационных нарушениях очень большое значение имеют свойства контакта щетки с коллектором. Роль щеточного контакта двойственна: с одной стороны, его нестабильность способствует появлению коммутационных нарушений, с другой — особые свойства щеточного контакта ликвидируют последствия коммутационных нарушений. При нормальных условиях работы щеток,

когда нет чрезмерного износа коллектора, в хорошем состоянии политура и скорость на поверхности коллектора не чрезмерна для данного типа щеток, роль их положительна, т. е. щеточный контакт компенсирует погрешности коммутации. При коммутации несамостоятельных секций безыскровая коммутация обеспечивается хорошим демпфирующим действием соседних секций, замкнутых щеткой. Для полного демпфирования кроме хорошей магнитной связи между секциями желательно, чтобы при скачкообразном изменении тока в демпфирующей секции не возрастали падения напряжения в активных сопротивлениях ее контура. В этом смысле наилучшую характеристику имеет щетка, у которой $i_1r_1 - i_2r_2 \approx 0$, т. е. $\Delta U \approx \mathrm{const}$.

Правда, при быстром изменении плотности тока нужно пользоваться динамической характеристикой, а не статической: при быстром увеличении плотности тока падение напряжения возрастает, а при уменьшении — уменьшается. Однако практика показывает, что несамостоятельные секции искрят очень редко, главным образом тогда, когда имеются механические причины искрения (подпрыгивание щеток). Поэтому можно считать, что щетки всех применяемых марок создают достаточно хорошие условия для демпфирования. Особые свойства щеточного контакта (наличие трех зон проводимости — см. § 4.3) приводят к тому, что время действительного контакта коллекторной пластины со щеткой значительно меньше теоретического времени коммутации. Так, например, при твердой электрографитированной щетке RE59 * действительное время контакта составляло от 40 до 50% от теоретического в зависимости от давления щеток, влажности воздуха и других факторов. При электрографитированной щетке RE4, которая мягче, чем RE59, — твердость которых, по Шору, соответственно 60 и 55 единиц, — время контакта составляло от 50 до 90% от теоретического. Все эти измерения проводились при тщательно притертых щетках. Если щетки плохо притерты, то время контакта может еще более сократиться. Наибольшее влияние на длительность контакта оказывает ток добавочных полюсов, определяющий характер коммутации. При замедленной коммутации контакт щетки с коллекторной пластиной оканчивался у края щетки, т. е. вся сбегающая часть щетки участвовала в проведении тока. В то же время значительная часть набегающего края щетки не участвовала в проведении тока (рис. 4.25, *а*). Чем больше ток добавочных полюсов, тем раньше начинается коммутация (рис. 4.25, *б*). Однако в опытах со щетками RE59 не удалось повышением тока добавочных полюсов перенести коммутацию на переднюю часть щетки. При больших токах добавочных полюсов коммутация оканчивается уже перед концом короткого замыкания секции (рис. 4.25, *в*). При дальнейшем росте тока добавочных полюсов наступает *перекоммутация* (рис.

---

* См.: *Клюге Г.* Время коммутации секции якоря и образование ступеней в кривой коммутации. ETZ. 1955. Bd. 22.

4.25, *г*), т. е. возникает значительный ток из-за действия коммутирующей ЭДС и этот ток рвется щеткой при выходе из-под нее коллекторной пластины. Даже при перекоммутации набегающая часть щетки оказалась разгруженной от тока.

У щетки другой марки (более мягкой), с большой площадью соприкосновения, при определенном токе добавочных полюсов действительное время контакта составляет около 80% от теоретического. При этом в процесс съема тока включается и набегающая часть щетки.

Естественно, что оптимальная коммутация при увеличении длительности контакта требует меньшего тока добавочных полюсов. Это явление хорошо известно практикам: при замене марки щетки довольно часто смещается безыскровая зона в сторону замедления или ускорения коммутации. Поэтому замена марки щетки в эксплуатации может производиться только после всесторонней проверки; первой стадией этой проверки должно быть испытание машины на стенде со снятием зоны безыскровой работы при обоих сортах щеток — новой и заменяемой. Сокращение действительного времени контакта щетки с коллекторной пластиной по сравнению с теоретическим сокращает не только период коммутации секции, но и период $T_п$, хотя и в меньшей степени, так как он определяется формулой

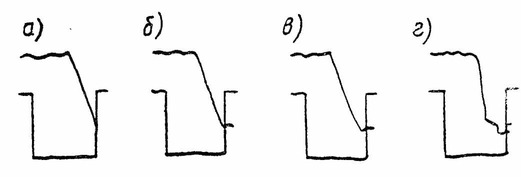


Рис. 4.25. Осциллограмма тока в коммутируемой секции:

а — $I_д=0{,}73\,I_a$, *б* — $I_д=I_a$, *в* — $I_д=1{,}1\,I_a$, *г* — $I_д=1{,}17\,I_a$

$$T_п' = [b_щ' + t_{кол}''(u_п - 1)]/v_{кол}'', \qquad (4.85)$$

где $b_щ'$ — ширина щетки, соответствующая действительному времени соприкосновения.

При всех опытах по исследованию коммутации отмечалось, что некоторое ускорение коммутации, достигаемое увеличением тока добавочных полюсов, не приводит к искрению; оно желательно, так как создает ступень малого тока, при которой процесс коммутации в секции заканчивается раньше, чем она выходит из режима короткого замыкания [13]. Например, на рис. 4.25, *в* отчетливо видно, что изменение тока закончилось до того, как секция вышла из-под щетки, и некоторое время ток секции практически не изменялся, т. е. между щеткой и выходящей из-под нее коллекторной пластиной тока не было или он был очень мал *. Естественно, что при таком виде коммутации искрения нет. Таким образом, некото-

* См.: *Клюге Г.* Свойства щеточного контакта, как причина сокращения времени коммутации. EIM. 1957. № 4.

рое отклонение от условия $e_{р.ср}+e_{к.ср}=0$ допустимо и даже желательно, если выполняется условие $|e_{к.ср}|>|e_{р.ср}|$.

Рассмотрим подробнее, намного ли можно увеличить $e_{к.ср}$ по сравнению с $e_{р.ср}$. Как и раньше, обозначим $\Delta=(|e_{к.ср}|-|e_{р.ср}|)/e_{р.ср}$, откуда

$$|e_{к.ср}/e_{р.ср}|=1+\Delta. \qquad (4.86)$$

Вследствие увеличения $e_{к.ср}$ коммутация всех секций паза заканчивается раньше, чем при выполнении условия $e_{к.ср}+e_{р.ср}=0$, пропорционально увеличению коммутирующей ЭДС:

$$T_п/T_{п.у}=e_{к.ср}/e_{р.ср}=1+\Delta. \qquad (4.87)$$

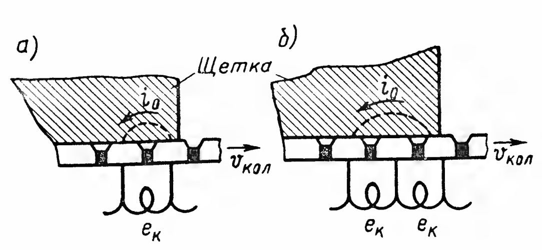


Рис. 4.26. Схема замыкания остаточного тока при ускоренной коммутации:

а — изменение тока закончилось в одной секции, *б* — изменение тока закончилось в двух секциях

Время, отводимое на ступень малого тока,

$$t_{м.т}=T_п-T_{п.у}=T_п\Delta/(1+\Delta)\approx\Delta T_п. \qquad (4.88)$$

Остаточный ток при перекоммутации может быть найден в соответствии с (4.61)

$$I_0\approx\frac{e_к-2\Delta U}{L}t_{м.т}=\frac{e_к-2\Delta U}{L}\Delta T_п. \qquad (4.89)$$

Формула (4.89) не применима в двух случаях:

1) если $e_к<2\Delta U$, то $I_0=0$, так как падение напряжения под щетками $2\Delta U$ является величиной пассивной и при токе, равном нулю, тоже равно нулю;

2) если $\Delta T>T_к/\gamma$ — так как коммутация заканчивается более чем в одной короткозамкнутой секции и по короткозамкнутому контуру ЭДС каждой из секций оказываются включенными последовательно.

В связи с этим остаточный ток определяется поэтапно; например, при условии $T_к/\gamma<\Delta T_п<2T_к/\gamma$ (рис. 4.26, *б*) остаточный ток

$$I_0=\frac{e_к-2\Delta U}{L}\cdot\frac{T_к}{\gamma}+\frac{2e_к-2\Delta U}{L}(\Delta T_п-T_к/\gamma). \qquad (4.90)$$

Случай $\Delta T_п>T_к/\gamma$ встречается довольно редко, только в тех режимах, где коммутация ненапряженная.

При $e_к=\text{const}$ избыточное число потокосцеплений при перекоммутации, согласно (4.89),

$$\Psi_{изб}=(e_к-2\Delta U)\Delta T_п=\frac{e_к-2\Delta U}{e_{р.ср}}\Delta T_п e_{р.ср}=\frac{e_к-2\Delta U}{e_{р.ср}}\Delta\Psi_п, \qquad (4.91)$$

так как $e_{р.ср}T_п=\Psi_п$.

Удельная мощность разрядов под щеткой при перекоммутации, аналогично (4.79),

$$P_{\text{уд.у}}=K_{\text{щ}}\Delta^2(e_{\text{к}}-2\Delta U)^2/e_{\text{р.ср}}. \tag{4.92}$$

Приняв $e_{\text{к}}\approx e_{\text{р.ср}}$, получим

$$\boxed{P_{\text{уд.у}}=K_{\text{щ}}\Delta^2(1-2\Delta U/e_{\text{р.ср}}).} \tag{4.93}$$

Опасного искрения под щетками не возникает, если удельная мощность разрядов не превышает 1 Вт/см, т. е.

$$K_{\text{щ}}\Delta^2(1-2\Delta U/e_{\text{р.ср}})^2\leqslant 1{,}0 \text{ Вт/см}, \tag{4.94}$$

откуда предельно допустимая погрешность при ускоренной коммутации

$$\boxed{\Delta_{\text{у}\max}=e_{\text{р.ср}}/[\sqrt{K_{\text{щ}}}(e_{\text{р.ср}}-2\Delta U)].} \tag{4.95}$$

При замедленной коммутации (см. § 4.4) влияние падения напряжения под щетками на ток коммутируемой секции сказывается меньше и поэтому

$$\boxed{\Delta_{\text{з}\max}=1/\sqrt{K_{\text{щ}}}.} \tag{4.96}$$

Средняя максимальная (односторонняя) погрешность коммутации, которая еще не приводит к искрению,

$$\boxed{\Delta_{\max}=0{,}5(\Delta_{\text{у}\max}+\Delta_{\text{з}\max})=\left(\frac{0{,}5}{K_{\text{щ}}}\right)\left(1+\frac{e_{\text{р.ср}}}{e_{\text{р.ср}}-2\Delta U}\right).} \tag{4.97}$$

Таким образом, при расчете допустимой погрешности коммутации роль щеточного контакта в компенсации коммутационных нарушений сводится к рассеиванию без искрения части избыточной энергии, соответствующей удельной мощности $P_{\text{уд}}\approx 1{,}0$ Вт/см и уменьшению остаточного тока при ускоренной коммутации за счет падения напряжения под щеткой.

4.6. Расчет реактивной ЭДС и добавочных полюсов

Среднее значение реактивной ЭДС определяется изменением потокосцеплений паза за период коммутации секции этого паза согласно (4.54):

$$e_{\text{р.ср}}=\frac{\Delta\Psi}{\Delta t}=\frac{2F_{\text{п}}\Lambda_{\text{п}}w_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}=\frac{4i_a u_{\text{п}}w_{\text{с}}^2 v_a\Lambda_{\text{п}}}{t'_{\text{кол}}(\gamma+u_{\text{п}}-1+\varepsilon_{\text{кол}})},$$

где $\varepsilon_{\text{кол}}$ — укорочение шага обмотки в коллекторных делениях.

Проводимость потока рассеяния. Ее можно представить в виде трех составляющих

$$\boxed{\Lambda_{\text{п}}=2(\lambda_{\text{п}}l_{\text{а}}+\lambda_{\text{л}}l_{\text{л}}+\lambda_{\text{к}}l_a)=2l_a\left(\lambda_{\text{п}}+\lambda_{\text{л}}\frac{l_{\text{л}}}{l_a}+\lambda_{\text{к}}\right),} \tag{4.98}$$

где $\lambda_п$, $\lambda_к$, $\lambda_л$ — удельные проводимости пазового, корончатого и лобового потоков рассеяния; коэффициент «2» показывает, что стороны секции расположены в двух пазах.

Удельная проводимость паза равна протокосцеплению Ψ_1 при пазе длиной в 1 см и полном токе паза в 1 А. Считая, что линии магнитной индукции замыкаются перпендикулярно стенкам паза (рис. 4.27, *а*), и пренебрегая магнитным сопротивлением стали,

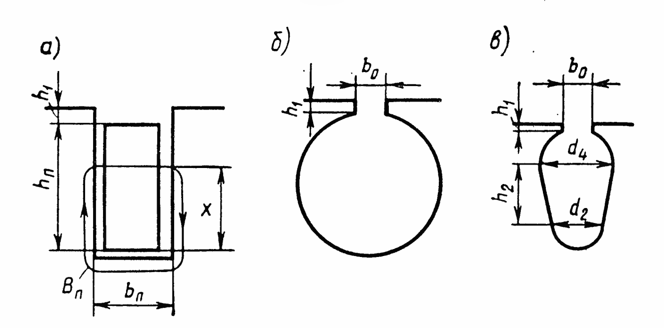


Рис. 4.27. Формы пазов якоря:

а — прямоугольная, *б* — круглая, *в* — трапециевидная

можно определить магнитную индукцию пазового потока на расстоянии x от нижнего края проводников:

$$B_{1x}=\mu_0 H_{1x}=\mu_0 x/(h_п b_п). \qquad (4.99)$$

Магнитная линия, замыкающаяся через точку x, сцеплена с частью проводников паза, число которых пропорционально охватываемой площади. Если все число проводников принято за единицу, то

$$\Delta\Psi_{1x}=B_{1x}\frac{x}{h_п}\Delta x. \qquad (4.100)$$

Подставляя значение B_{1x} и переходя к пределу, получим

$$\Psi_1=\mu_0\int_0^{h_п}\frac{x^2}{h_п^2 b_п}dx=\mu_0\frac{h_п}{3b_п}.$$

На участке паза выше проводника потокосцепление $\Psi_2=$ $=\mu_0 h_1/b_п$, так как индукция неизменна и поток сцеплен со всеми проводниками паза.

Удельная проводимость пазового потока

$$\lambda_п=(\mu_0/b_п)(h_1+h_п/3). \qquad (4.101)$$

При непрямоугольных формах паза (рис. 4.27, *б*, *в*), распространенных в машинах малой мощности, проводимости определяются аналогично. Например, для круглого паза (рис. 4.27, *б*) удель-

ная проводимость

$$\lambda_п \approx \mu_0 (0{,}66 + h_1/b_0), \qquad (4.102)$$

для трапециевидного (рис. 4.27, *в*)

$$\lambda_п = \mu_0 (0{,}62 + 2h_2)/[3(d_1 + d_2)] + h_1/b_0. \qquad (4.103)$$

Удельная проводимость лобовых соединений определяется по эмпирическим формулам, так как точное аналитическое выражение получить не удалось. Для определения потока, замыкающегося вокруг лобовых соединений (рис. 4.28, *а*), ближе всего подходит модель потока в двухпроводной линии (рис. 4.28, *б*), для которой удельная индуктивность

$$\lambda = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{d}{a}. \qquad (4.104)$$

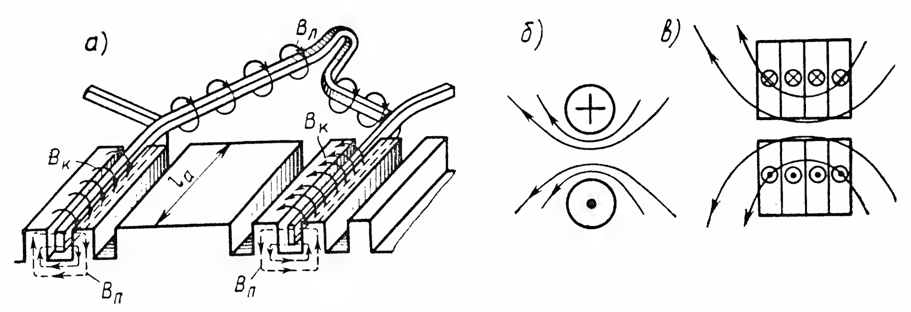


Рис. 4.28. Поток рассеяния лобовых частей:

а — общая картина потока рассеяния, *б* — картина потока двухпроводной линии, *в* — картина потока рассеяния лобовых частей

Аналогичный вид имеет формула для определения $\lambda_л$

$$\lambda_л = 0{,}37\mu_0 \lg(1 + \pi\tau/4h_п). \qquad (4.105)$$

На реальной картине потока рассеяния сказывается, с одной стороны, наличие участков, набранных из листов стали (сердечник якоря), которые увеличивают поток рассеяния; с другой стороны, то, что поток рассеяния замыкается не только по воздуху, но и по меди обмоток. При быстром изменении потока, сцепленного с коммутирующими секциями, в меди индуцируются вихревые токи, вызывающие экранирующее действие. Вследствие этого поток рассеяния уменьшается. Удельную проводимость для лобового потока рассеяния часто считают не зависящей от типа обмотки и равной

$$\lambda_л \approx \mu_0 (0{,}6 \ldots 0{,}8), \qquad (4.106)$$

справедливость чего подтверждается статистическими данными, полученными при испытаниях машин.

Поток рассеяния вокруг лобовых соединений охватывает все коммутирующие секции, поэтому взаимоиндуктивность лежащих

рядом секций довольно велика. Для секции, последней в пазу заканчивающей коммутацию, коэффициент связи с продолжающими коммутировать секциями следующего паза по лобовому потоку можно принять примерно равным 0,8, т. е. удельная проводимость для лобового потока взаимоиндукции

$$\lambda_{л.м} \approx 0{,}8\lambda_л. \tag{4.107}$$

Поток рассеяния по головкам (коронкам) зубцов в машине с добавочными полюсами — переменный и зависит от положения паза относительно сердечника добавочного полюса. Он максимален, когда ось паза совпадает с осью добавочного полюса (рис. 4.29, *а*). В этом случае удельная проводимость максимальна:

$$\lambda_{к\,max} \approx \mu_0 \frac{b_{д.п} - b_п}{4k_\delta \delta_{д.п}}, \tag{4.108}$$

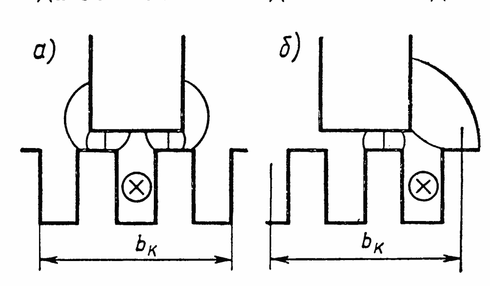


Рис. 4.29. Картина потока рассеяния, замыкающегося по головкам зубцов

где k_δ — коэффициент воздушного зазора.

При перемещении якоря магнитная проводимость слева от паза увеличивается, а справа — уменьшается, рис. 4.29, *б*, так как соответственно изменяются площади путей, по которым замыкается поток рассеяния по сравнению с начальной площадью 0,5 $(b_{д.п} - b_п)$.

Зная ширину паза и дополнительного полюса, можно найти минимальное значение проводимости и затем взять за расчетное среднее значение

$$\lambda_к = 0{,}5\,(\lambda_{к\,max} + \lambda_{к\,min}). \tag{4.109}$$

Обычно таких точных построений не делают и принимают

$$\lambda_к \approx \lambda_{к\,max}. \tag{4.110}$$

Благодаря наличию укорочения шага в момент окончания коммутации последней секции паза в другом слое еще остаются короткозамкнутые секции и, следовательно, часть пазового потока является потоком взаимоиндукции, так же как часть лобового потока рассеяния. Так как стороны короткозамкнутых секций находятся только в одном пазу, проводимость пазового потока взаимоиндукции

$$\lambda_{п\,M} \approx 0{,}25\lambda_п. \tag{4.111}$$

Коэффициент связи в момент окончания коммутации

$$k_c = \left(\frac{0{,}25\lambda_п + 0{,}8\lambda_л}{\lambda_п + \lambda_л + \lambda_к}\right)^2. \tag{4.112}$$

Увеличение ширины щетки (или щеточного перекрытия γ) уменьшает реактивную ЭДС и благоприятно сказывается на коммутации, увеличивая допустимое коммутационное нарушение.

Ограничения в выборе ширины щетки определяются механической устойчивостью контакта и шириной зоны коммутации. При ширине щетки более 20 мм трудно обеспечить хорошее соприкосновение щетки с коллектором и рекомендуется ставить сдвоенные щеткодержатели, в которых щетка разделена на две части, каждая из которых находится в своем гнезде (рис. 4.30, *а*) и прижимается к коллектору отдельной пружиной. Более простое решение (рис. 4.30, *б*) заключается в разделении щетки на две части в одном гнезде, хотя в этом случае труднее добиться равномерного нажатия на щетки. Однако даже при сдвоенных щеткодержателях ширина щетки не должна превышать 40 мм. Другое ограничение обусловлено тем, что при увеличении ширины щетки увеличивается зона коммутации, а это заставляет уменьшать коэффициент полюсного перекрытия. Для того чтобы поле главных полюсов не влияло на процесс коммутации, расстояние между краями двух соседних полюсов должно в 2...2,5 раза превышать зону коммутации, т. е. должно выполняться условие

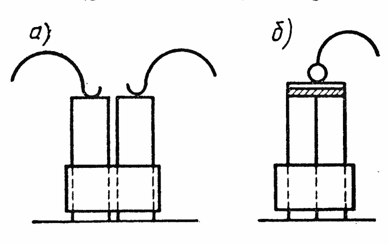


Рис. 4.30. Щетки, разделенные по ширине:

а — щеткодержатель с двойными гнездами, *б* — двойная щетка

$$(1-\alpha)\tau \geqslant (2...2,5)\, b_к. \qquad (4.113)$$

Таким образом, чрезмерное увеличение ширины щетки и зоны коммутации приводит к уменьшению полюсного перекрытия α и, следовательно, к снижению мощности машины. Коэффициент щеточного перекрытия обычно выбирается $\gamma=2,5...5,0$.

Осевая длина щеток определяется размером коллектора: чем она больше, тем менее напряженная коммутация машины. Конечно, увеличение длины коллектора имеет и отрицательные последствия: возрастают масса машины и трудоемкость изготовления коллектора. Поэтому, как и во многих других случаях, нужно выбирать разумное компромиссное решение: если эксплуатационные условия тяжелые и есть опасения за качество коммутации, то осевую длину коллектора нужно увеличивать; если таких опасений нет, то для удешевления машины коллектор можно сократить*.

Общая площадь контакта щеток с коллектором выбирается такой, чтобы в номинальном режиме плотность тока под щеткой не превосходила 8...12 А/см² (при электрографитированных щетках),

* См.: *Хвостов В. С.* Об учете свойств щеток при расчете качества коммутации//Электромеханика. 1965. № 10.

так как при безыскровой коммутации от плотности тока зависит скорость износа щеток. Однако известны случаи хорошей работы машин при плотности тока 15 А/см².

Некоторые виды электродвигателей (тяговые двигатели электровозов и тепловозов, двигатели упора экскаваторов и др.) работают при неподвижном или медленно вращающемся якоре, при увеличенном токе якоря. При этом режиме работы коллекторные пластины, находящиеся под щеткой, плохо охлаждаются, в результате чего может произойти местный перегрев коллектора, и в некоторых местах появляются «цвета побежалости» («зебристость» коллектора), а коллектор теряет свою правильную форму — некоторые пластины выступают за цилиндрическую поверхность. Чтобы этого не случилось, плотность тока под щетками при пуске не должна превышать 20 А/см² и, кроме того, нужно принять меры по улучшению щеточного контакта и охлаждению пластин, проводящих ток, например установить двойные щеткодержатели или разрезные щетки, сделать раздвижку щеток (рис. 4.31).

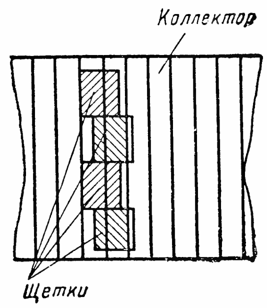


Рис. 4.31. Раздвижка щеток на коллекторе

Средняя индукция под добавочным полюсом определяется из условия

$$|e_{\text{р.ср}}| = |e_{\text{к.ср}}| = 2B_{\text{к}1} l_a w_{\text{с}} v_a. \tag{4.114}$$

Магнитодвижущая сила обмотки добавочных полюсов должна компенсировать МДС реакции якоря $F_{aq} = \tau A$. Поэтому обмотка каждого полюса должна иметь МДС

$$\boxed{F_{\text{д.п}} = \frac{1}{\mu_0} B_{\text{к}1} k_{\delta\,\text{д.п}} \delta_{\text{д.п}} + 0{,}5\tau A.} \tag{4.115}$$

Обычно $F_{\text{д.п}} = (1{,}2...1{,}4)\ 0{,}5\tau A$, т. е. бóльшая часть МДС нужна для компенсации реакции якоря.

Вследствие большого значения МДС $F_{\text{д.п}}$ поток рассеяния добавочного полюса очень велик и в 2...4 раза превышает полезный поток, замыкающийся через якорь. Для уменьшения потока рассеяния, который может вызвать насыщение сердечника добавочного полюса, в крупных машинах делают второй зазор $\delta_{\text{д.п}2}$ (рис. 4.32, *а*), устанавливая диамагнитные прокладки между сердечниками полюса и ярмом. В этом случае

$$F_{\text{д.п}} = \frac{1}{\mu_0} (B_{\text{к}1} k_{\delta\,\text{д.п}} \delta_{\text{д.п}1} + B_{\text{к}2} \delta_{\text{д.п}2}) + 0{,}5\tau A. \tag{4.116}$$

Первый зазор δ_1 делается в крупных машинах достаточно большим — примерно 7...12 мм, чтобы уменьшить корончатый поток рассеяния. При наличии компенсационной обмотки требуемая МДС

добавочного полюса резко уменьшается, так как МДС компенсационной обмотки $F_{к.об}$ действует против МДС F_{aq} реакции якоря:

$$F_{д.п} = \frac{1}{\mu_0}(B_{к1}k_{\delta д.п}\delta_1 + B_{к2}\delta_{д.п2}) + 0{,}5(\tau A - F_{к.об}). \qquad (4.117)$$

Это позволяет сосредоточить обмотку добавочного полюса у якоря для уменьшения потоков рассеяния (рис. 4.32, *б*).

Ширину наконечника добавочного полюса в малых машинах выбирают равной ширине зоны коммутации: $b_{д.п} \approx b_{з.к}$ (рис. 4.33, *а*).

В крупных машинах с напряженной коммутацией наконечник добавочного полюса делают относительно узким: $b_{д.п} = (0{,}3...0{,}6)\,b_{з.к}$

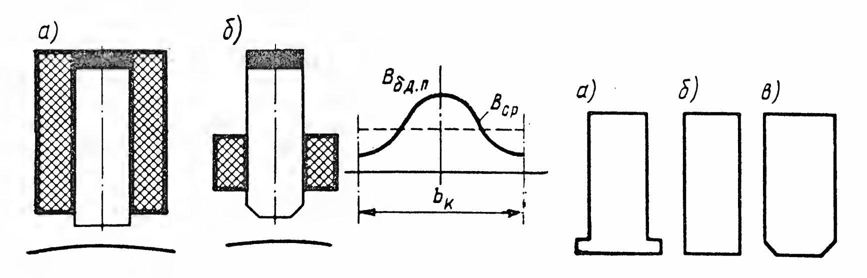


Рис. 4.32. Размещение катушек добавочных полюсов и кривая распределения индукции в воздушном зазоре при узком полюсном наконечнике

Рис. 4.33. Формы сердечников добавочных полюсов

(рис. 4.33, *б*, *в*). При такой ширине добавочного полюса распределение индукции в зоне коммутации имеет вид, показанный на рис. 4.32, *в*, вследствие чего значение коммутирующей ЭДС в начале и конце зоны коммутации значительно ниже среднего. Это приводит к тому, что первая секция паза вступает в коммутацию, а последняя выходит из нее с меньшей скоростью изменения тока, что способствует образованию «ступени малого тока» и тем самым благоприятно сказывается на коммутации, так как предотвращает разрыв тока при случайном нарушении контакта между пластиной и сбегающим краем щетки. Наличие узких добавочных полюсов требует повышенной точности сборки машины и установки щеток, поэтому в машинах малой мощности их не применяют.

Для выбора оптимальной ширины добавочного полюса и его формы строят картину магнитного поля в зоне коммутации для нескольких вариантов сердечников полюсов. На рис. 4.34 показано поле, построенное графическим способом (см. гл. 2).

Распределенная в пространстве обмотка добавочных полюсов заменяется тонким токовым слоем, расположенным по периметру соприкосновения обмотки с сердечником. Аналогично тонким слоем заменяется ток проводников якоря. Удобно оперировать не с абсолютными значениями МДС, а с их долевыми единицами. Например, для рис. 4.34 отношение $F_{д.п}/F_{aq} = 1{,}25 = 5/4$ и МДС доба-

вочных полюсов принята равной пяти относительным единицам, а якоря — четырем. Линии уровня должны соединять эквипотенциальные точки на поверхности якоря и сердечника добавочных полюсов.

В машине без компенсационной обмотки поверхность главных полюсов и ярма принимается за нулевой потенциал (рис. 4.34, *а*).

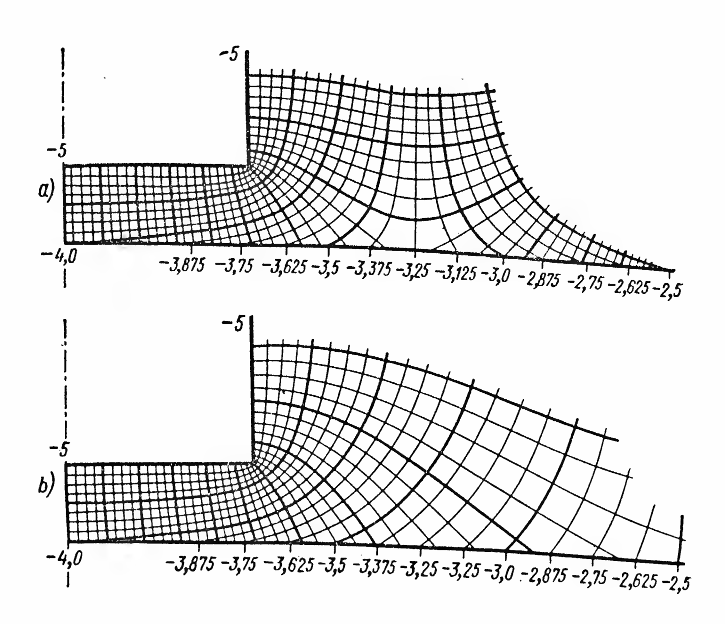


Рис. 4.34. Картина магнитного поля в зоне коммутации:

а — машина без компенсационной обмотки, *б* — машина с компенсационной обмоткой

Компенсационная обмотка (рис. 4.34, *б*), если она есть, также заменяется тонким токовым слоем, расположенным на полюсной дуге; потенциал боковых поверхностей полюса и ярма становится равным максимальному потенциалу компенсационной обмотки, а потенциал поверхности сердечника добавочного полюса определяется добавлением к потенциалу компенсационной обмотки распределенной МДС $F_{д.п}$.

При построении картины поля под добавочными полюсами нужно уточнить значение поперечной реакции якоря с учетом коммутации тока, т. е. учесть, что ток в секциях изменяется не мгновенно, а плавно в течение периода коммутации $T_к$. Следовательно, в момент времени $t=0{,}5\ T_к$ ток в секции равен нулю и нулю должна быть равна линейная нагрузка A. Из-за зубчатого строения якоря коммутируемая секция в этот момент может находиться справа или слева от оси симметрии дополнительного полюса.

При построении картины поля усредненно можно считать, что $A=0$ по оси дополнительного полюса и линейно нарастает до своего значения $A=2i_a w_c/t_к'$ за время, соответствующее половине периода коммутации, а уточненное среднее значение поперечной реакции якоря

$$F_{aq_{ут}}=A\left(\tau-b'_{щ}\right). \tag{4.118}$$

Индукция в зоне коммутации, обратно пропорциональная ширине магнитных трубок на поверхности якоря, максимальна под добавочным полюсом, а по мере удаления от него уменьшается (рис. 4.35).

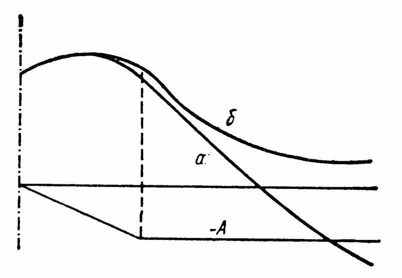


Рис. 4.35. Распределение индукции в зоне коммутации машины без компенсационной обмотки (кривая *а*) и машины с компенсационной обмоткой (кривая *б*)

При наличии компенсационной обмотки (кривая *б*) индукция спадает не так резко, как в машине без компенсационой обмотки (кривая *а*). Поэтому коммутация в машине с компенсационной обмоткой имеет более благоприятные условия, так как машина менее чувствительна к сдвигу щеток с геометрической нейтрали.

При диаметральной обмотке якоря коммутирующая ЭДС в точности повторяет распределение индукции в зоне коммутации

$$e_к=2B_к l_a v_a w_c. \tag{4.119}$$

При наличии укорочения $\varepsilon_к$ коммутирующая ЭДС

$$e_к=(B_{к1}+B_{к2})\, l_a v_a w_c,$$

где $B_{к1}$ и $B_{к2}$ — значения магнитной индукции в зоне коммутации, сдвинутые на дугу $\varepsilon=\varepsilon_{кол}t'_{кол}$, где $t'_{кол}=t_{кол}D_a/D_{кол}$ — приведенное к диаметру якоря коллекторное деление.

На рис. 4.36 показано графическое построение кривой ЭДС в зоне коммутации, из которой видно, что укорочение шага может существенно влиять на форму коммутирующей ЭДС.

На процесс коммутации большое влияние может оказывать поток главных полюсов, если зона коммутации расположена достаточно близко к ним. На рис. 4.37 показано наложение поля главных полюсов (рис. 4.37, *б*) на поле дополнительных полюсов (рис. 4.37, *а*). Результирующее поле в зоне коммутации (рис. 4.37, *в*) получается несимметричным: с одной стороны оно усиливается, а с другой — ослабляется. Такая форма поля неблагоприятна для коммутации. Во-первых, ток снимаетсся краем щетки, где контакт неустойчив (зоны пробоя и пылевая). Во-вторых, даже при идеальной симметрии поля главных полюсов может возникнуть искрение несамостоятельных секций. Так, например, в некоторых генерато-

рах, где главные полюсы были расположены слишком близко к зоне коммутации, искрение щеток наблюдалось даже при холостом ходе генератора, т. е. при отсутствии тока якоря.

Особенно сильно неблагоприятное влияние главных полюсов на процесс коммутации в том случае, если из-за технологических погрешностей поле главных полюсов несимметрично, т. е. увеличивает или уменьшает поток в зоне коммутации. Тогда может произойти замедление или ускорение коммутации, сопровождающееся сильным искрением щеток. Наиболее сильно проявляется влияние поля главных полюсов в специальных электрических машинах (электромашинном усилителе, автодине и др.), где добавочные полюсы и зона коммутации расположены между главными полюсами одной полярности. В этом случае избежать ускорения или замедления коммутации при изменении режима работы трудно.

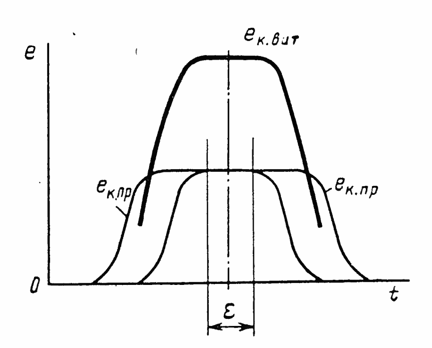


Рис. 4.36. Построение кривой распределения $e_к$ в зоне коммутации при укороченном шаге обмотки ε

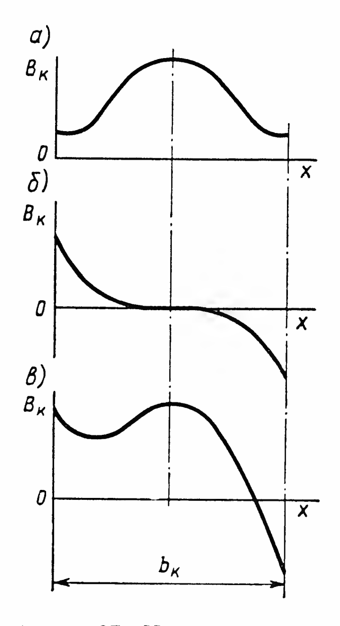


Рис. 4.37. Наложение поля главных полюсов на поле дополнительных полюсов

Из-за неудовлетворительной коммутации был прекращен выпуск электромашинных усилителей большой мощности (до 100 кВт) и некоторых других машин. В тяжелых случаях при сильном влиянии главных полюсов нужно применять добавочные полюсы с наконечниками, равными по ширине всей зоне коммутации. Кроме того, в машинах, где добавочные полюсы расположены между главными полюсами одной полярности, не нужно делать второй зазор у ярма, так как через второй зазор замыкается поток рассеяния главных полюсов. Следовательно, падение магнитного потенциала во втором зазоре изменяется при изменении тока возбуждения главных полюсов. Небольшие погрешности в определении среднего значения реактивной ЭДС не имеют большого значения, так

как после выпуска первой машины производится снятие зоны безыскровой работы и корректировка воздушного зазора.

В процессе проектирования электрической машины при сравнении вариантов важно определить коммутационную напряженность машины. Наиболее показательны в этом отношении значения допустимых коммутационных нарушений, длительного и периодического кратковременного нарушения соответственно (в процентах):

$$\boxed{\Delta_{max}=\Delta_з+\Delta_у\approx\frac{1}{\sqrt{K_щ}}\left(1+\frac{e_{р.ср}}{e_{р.ср}-2\Delta U}\right)100,} \qquad (4.120)$$

$$\Delta_{эф}\approx\frac{1}{(1-k_c)\sqrt{K_щ}}\left(1+\frac{e_{р.ср}}{e_{р.ср}-2\Delta U}\right)100. \qquad (4.121)$$

Для надежной работы машины рекомендуется иметь $\Delta_{max}\geqslant 10\%$. При $\Delta_{max}\leqslant 2\%$ безыскровую работу щеток даже на стенде получить невозможно.

Износ коллектора зависит от энергии, выделяющейся при выходе из-под щетки пластины, связанной с последней секцией паза и числа импульсов в секунду, т. е. от удельной мощности дуговых разрядов.

Если удельная мощность разрядов под щеткой $P_{уд}\approx\Delta^2K_щ$, то мощность разрядов на одной пластине

$$\boxed{P_{уд.кол}=\frac{P_{уд}2p}{K}u_п=P_{уд}\frac{2p}{Z}=\Delta^2K_{кол},} \qquad (4.122)$$

где Z — число пазов якоря.

Для предотвращения чрезмерного износа коллектора рекомендуется, чтобы $K_{кол}$ не превосходил 20...30 Вт/см.

Если известно допустимое значение длительного коммутационного нарушения, то можно приближенно определить ширину безыскровой зоны коммутации.

В ненасыщенной цепи дополнительного полюса поток пропорционален МДС, следовательно, ЭДС $e_к$ пропорциональна МДС. Поэтому при подпитке коммутационное нарушение

$$\Delta=\Delta e_к/e_{к.ср}=\Delta F_1/F_1, \qquad (4.123)$$

где F_1 — МДС, приходящаяся на первый зазор (у якоря); ΔF_1 — приращение этой МДС.

При отсутствии второго зазора

$$F_1=F_{д.п}-F_{aq};$$

$$\Delta=\frac{\Delta F_1}{F_{д.п}-F_{aq}}=\frac{\Delta Iw_{д.п}}{I_a}\,\frac{I_a}{F_{д.п}-F_{aq}}=\frac{\Delta I}{I_a}\,\frac{F_{д.п}}{F_{д.п}-F_{aq}}. \qquad (4.124)$$

Полагая $\Delta=\Delta_{max}$ и решая (4.124) относительно $\Delta I/I_a$, получим относительное значение тока подпитки

$$\Delta I/I_a=\Delta_{max}(F_{д.п}-F_{aq})/F_{д.п}. \qquad (4.125)$$

При наличии компенсационной обмотки, когда подпитываются одновременно обмотка дополнительных полюсов и компенсационная, аналогично

$$\Delta I/I_a=\Delta_{max}(F_{д.п}+F_{к.об}-E_{aq})/(F_{д.п}+F_{к.об}). \qquad (4.126)$$

При наличии второго зазора

$$F_{д.п}=F_1+F_2+F_{aq}=F_1(1+F_2/F_1)+F_{aq}=aF_1+F_{aq}, \qquad (4.127)$$

где $a=1+F_2/F_1$ — величина постоянная.

Из (4.127) следует $F_1=(1/a)(F_{д.п}-F_{aq})$, $\Delta F_1=(1/a)(\Delta I/I_a)F_{д.п}$, $\Delta=\Delta F_1/F_1=(\Delta I/I_a)[F_{д.п}/(F_{д.п}-F_{aq})]$, т. е. получили ту же формулу (4.124), что и для случая отсутствия второго зазора.

Значение $\Delta I/I_a=b_{б.з}$ и является искомой шириной зоны безыскровой коммутации, выражаемой в относительных единицах или в процентах:

$$b_{б.з}=100\Delta I/I_a. \qquad (4.128)$$

В табл. 4.4 приведены расчеты ширины безыскровой зоны для некоторых типов машин постоянного тока и результаты опыта подпитки этих машин.

Данные, приведенные в таблице, позволяют сделать вывод о том, что значения, рассчитанные по изложенной методике, хорошо совпадают с данными эксперимента. Однако при расчете режимов, напряженных в коммутационном отношении, расчетно определенная ширина безыскровой зоны обычно больше, чем определенная экспериментально. Это можно объяснить тем, что при повышенных угловых скоростях имеются и другие коммутационные нарушения (кроме вызываемых током подпитки).

Средние линии безыскровой зоны при различных угловых скоростях машины смещены относительно друг друга: при повышенной скорости требуется относительно меньшая МДС дополнительного полюса. Это объясняется тем, что при снижении частоты вращения уменьшается абсолютное значение реактивной ЭДС и увеличивается роль падения напряжения в переходном контакте между щеткой и коллектором. Вследствие этого резко возрастает, согласно (4.120), допустимое нарушение коммутации при ее ускорении, тогда как при замедлении оно растет не столь быстро. В табл. 4.4 показаны составляющие ширины безыскровой зоны

$$b_{б.з}=b_з+b_у,$$

где $b_з$ — ширина безыскровой зоны при замедлении коммутации, а $b_у$ — при ее ускорении.

При малых скоростях (см. табл. 4.4) $b_у=(3...4)\,b_з$, тогда как при повышенной скорости $b_у=(1{,}5...2{,}0)\,b_з$. Эта закономерность и

влияет, главным образом, на смещение средней линии безыскровой зоны при изменении частоты вращения.

Таблица 4.4

Тип машины	$P_{ном}$, кВт	$U_{кол}$, В	$I_{ном}$, А	n, об/мин	$e_{р.ср}$, В	Δ_{max}, %	Расчет			Опыт $b_{б.з}$, %
							$b_з$, %	$b_у$, %	$b_{б.з}$, %	
П-133-4к	160	440	393	500 1500	1,72 5,15	44,0 14,8	2,53 1,47	8,9 2,40	11,43 3,87	14 2,3
П-132-6к	125	220	624	1040 1500	2,51 3,68	40 17,8	1,75 1,45	8,62 3,18	10,37 4,63	7,2 4,0
П-153-ВК	500	330	1632	500 1000	2,16 4,31	41,7 14,0	2,0 1,2	8,42 2,3	10,42 3,5	10 2,7
НБ-412М	690	1450	515	755 1160	4,47 6,92	11,2 7,63	0,79 0,633	1,43 0,892	2,22 1,525	2,8 1,5
GB-317/23а	825	1100	785	845 1350	4,7 7,45	10 6,8	0,495 0,394	0,862 0,54	1,357 0,934	1,0 0

Кроме того, при повышенных частотах наблюдается некоторое уменьшение проводимости пазового потока рассеяния из-за эффекта вытеснения тока в проводниках, что также влияет на смещение безыскровой зоны.

Обычно добавочные полюсы настраивают так, чтобы середина безыскровой зоны соответствовала току подпитки, равному нулю. Для машин, угловая скорость которых меняется в широком диапазоне, нужно настраивать добавочные полюсы по зоне, снятой при максимальной частоте вращения, чтобы машина не искрила в этом режиме. При меньших частотах вращения искрения на коллекторе опасаться не следует: машина останется в безыскровой зоне, хотя средняя линия безыскровой зоны сместится вверх (см. рис. 4.92).

Иногда, если машина имеет очень напряженную коммутацию и зона безыскровой работы очень узкая или ее совсем нет, опыт подпитки проводят до появления опасного искрения (2 балла по ГОСТу). В этом случае под краем щетки возникают дуговые разряды и энергия, выделяющаяся в каждой дуге, согласно (4.65 а) и (4.65б), при недокоммутации и при ускоренной коммутации соответственно

$$\boxed{W_{и.з}=W'_и/[1+e_к/U_{д.п}],} \qquad (4.129)$$

$$\boxed{W_{и.у}=W'_и/[1-e_к/U_{д.п}],} \qquad (4.130)$$

или, при одной и той же степени нарушения коммутации, при ее

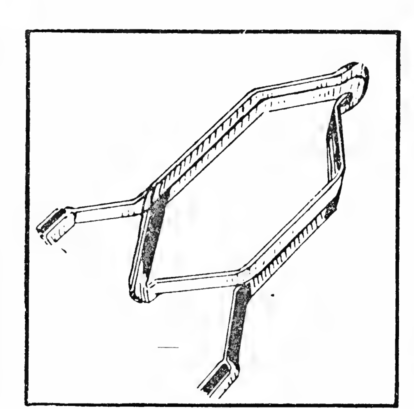
ускорении в дуге выделяется бо́льшая энергия, чем в случае замедленной коммутации. В связи с этим зоны подпитки, снятые до искрения в 2 балла, имеют меньшее смещение средних линий при изменении частоты вращения, чем зоны безыскровой работы.

Формула (4.130) показывает, что если $e_к \approx U_{д.п}$, то малейшее нарушение коммутации может вызвать интенсивное искрение. Поскольку (см. § 4.4) в коротких дугах, горящих под щеткой, $U_{д.п} \approx (10...12)$ В, это значение следует считать предельным для коммутирующей и реактивной ЭДС.

Вопросы для самопроверки

---

1. Какова форма тока в проводнике обмотки якоря?
2. Чему равно время изменения направления тока в секции (период коммутации)?
3. Чему равна средняя скорость изменения тока во всех коммутируемых секциях обмотки якоря?
4. Напишите основное уравнение коммутации в простейшем случае (ширина щетки равна коллекторному делению). Найдите решение уравнения, пренебрегая падением напряжения под щетками.
5. Нарисуйте диаграммы изменения тока секции при идеальной прямолинейной коммутации. То же, при ускоренной и замедленной коммутации.
6. Как влияет щеточный контакт на процесс коммутации в его завершающей стадии?
7. Почему искрение обычно наблюдается только у секции, последней к пазу заканчивающей коммутацию?
8. Зачем нужны в машине добавочные полюсы?
9. Какие применяются формы наконечников добавочных полюсов?
10. Для чего делается второй зазор в магнитной цепи добавочного полюса?
11. Что такое зона безыскровой работы?
12. Зачем применяются щетки с большим переходным падением напряжения?
13. Что ограничивает максимальную линейную скорость на поверхности коллектора?
14. Чем объясняется наличие высокочастотных пульсаций в переходном падении напряжения, между контактным кольцом и щеткой?
15. Как влияет ширина щетки на значение реактивной ЭДС?
16. Каков физический смысл того, что увеличение осевой длины коллектора уменьшает напряженность коммутации (склонность машины к искрению)?
17. Как влияет укорочение шага обмотки на коммутацию машины?
18. Какие нарушения коммутации называются кратковременными?
19. Какие объективные методы оценки коммутации вам известны?
20. Как регулируется интенсивность магнитного поля в зоне коммутации?
21. Как влияет на коммутацию расстояние между главными и добавочными полюсами?



5 Обмотки якоря

Обмотка якоря является важнейшим элементом машины. Стоимость материалов, затрачиваемых на изготовление обмотки и ее укладку, составляет примерно 50% от всей стоимости машины. Срок службы машины почти всегда определяется сроком службы обмотки якоря, которая работает в тяжелых условиях и должна иметь необходимую электрическую, механическую и термическую прочность.

Особое внимание при конструировании обмотки должно быть обращено на обеспечение хорошей коммутации, а также на технологичность обмотки.

5.1. Основные элементы конструкции

В настоящее время, в основном, применяются якори барабанного типа, в которых проводники обмотки укладывают в два слоя в пазы, расположенные на наружной поверхности якоря (рис. 5.1, *а*). Для того чтобы ЭДС, индуцированные в двух сторонах каждого витка, складывались, стороны его следует располагать под полюсами противоположной полярности (рис. 5.1, *б*). В этом случае в каждом витке индуцируется ЭДС, в 2 раза большая, чем в одном проводнике. Следовательно, ширина витка, или основной шаг обмотки, должна быть равна или близка по значению к полюсному делению

$$\boxed{y_1 \approx \tau = \pi D_a/(2p).} \qquad (5.1)$$

Обмотки, у которых $y_1 = \tau$, называются *диаметральными* (в двухполюсной машине стороны витка находятся на концах диаметра якоря); обмотки, у которых $y_1 < \tau$, называются *хордовыми* обмотками с укороченным шагом. Укорочение обмоток

делается небольшое и ЭДС витка с укороченным шагом почти не отличается от ЭДС витка с диаметральным шагом.

Обмотки с удлиненным шагом не применяются, так как они обладают такими же электрическими свойствами, что и обмотки с укорочением шага, но требуют большего расхода материала (меди и изоляции) из-за увеличения длины витка.

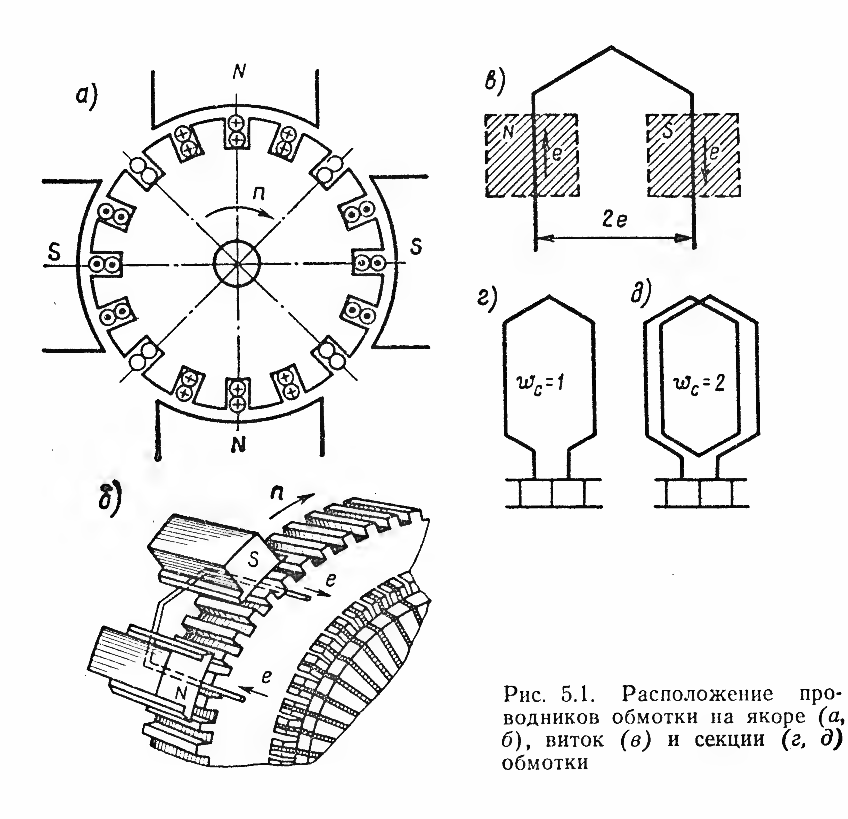


Рис. 5.1. Расположение проводников обмотки на якоре (*а*, *б*), виток (*в*) и секции (*г*, *д*) обмотки

Основной частью каждой обмотки является секция, состоящая из одного или нескольких витков (рис. 5.1, *г*, *д*); концы секций присоединяют к двум коллекторным пластинам. Число секций S равно числу коллекторных пластин K. Все секции обмотки имеют одинаковые числа витков. Секции укладывают в пазы в два слоя (двухслойная обмотка), так что одна сторона каждой секции находится в нижнем слое паза, а другая сторона той же секции — в верхнем слое другого паза. Если число пазов Z равно числу секций, то по ширине паза лежит только одна сторона секции (рис. 5.2, *а*). Если

$$u_{п}=S/Z=K/Z>1, \tag{5.2}$$

при этом $u_п$ — целое число, то в каждом пазу, в каждом слое, лежат рядом друг с другом $u_п$ сторон секций (рис. 5.2, *б*); обычно $u_п=2...5$. Объединение нескольких секций в одну катушку выгодно тем, что все секции имеют общую изоляцию относительно корпуса (рис. 5.3), благодаря чему улучшается заполнение паза медью. Чем выше напряжение относительно корпуса, тем толще изоляция и тем больше выбирают $u_п$. Для высоковольтных машин иногда делают $u_п=7$. Ограничение величины $u_п$ сверху определяется тем, что при малом числе пазов возникают пульсации магнитного потока, уменьшается коэффициент полюсного перекрытия из-за увеличения зоны коммутации и ухудшаются условия коммутации, так как увеличивается полный ток паза.

Катушки выполняют *равносекционными*, когда все верхние стороны лежат в одном пазу, а все нижние — в другом (рис. 5.4, *а*), и *ступенчатыми*, когда нижние (или верхние) стороны расположены в двух соседних пазах (рис. 5.4, *б*). Ступенчатые обмотки дороже, но их применение дает некоторое улучшение коммутации и меньший износ коллектора, так как в пазу находятся две самостоятельные секции.

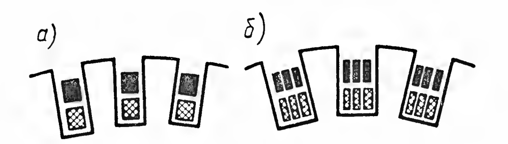


Рис. 5.2. Двухслойная обмотка при $u_п=1$ (*а*) и при $u_п=3$ (*б*)

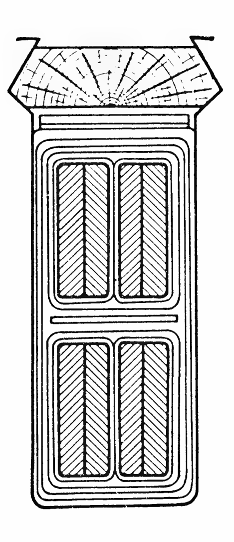


Рис. 5.3. Поперечное сечение паза

Секции соединяют друг с другом последовательно, образуя замкнутую обмотку. От способа соединения секций зависит тип обмотки и ее свойства, главное из которых — число параллельных ветвей $2a$.

Обмотки разделяются на *петлевые (параллельные)* и *волновые (последовательные)*, а они в свою очередь разделяются на *простые* и *сложные*.

5.2. Простая петлевая обмотка

При простой петлевой обмотке секция присоединяется к соседним коллекторным пластинам (рис. 5.4, *а*). Для выполнения обмотки необходимо знать ее результирующий шаг y (рис. 5.4, *б*), пер-

вый y_1 и второй y_2 частичные шаги, а также шаг по коллектору $y_{кол}$. Результирующим шагом обмотки называется расстояние между начальными сторонами двух секций, следующих друг за другом по ходу обмотки; первым частичным шагом, или основным шагом — расстояние между двумя сторонами каждой секции (шаг секции); вторым частичным шагом — расстояние между конечной стороной одной секции и начальной стороной следующей секции.

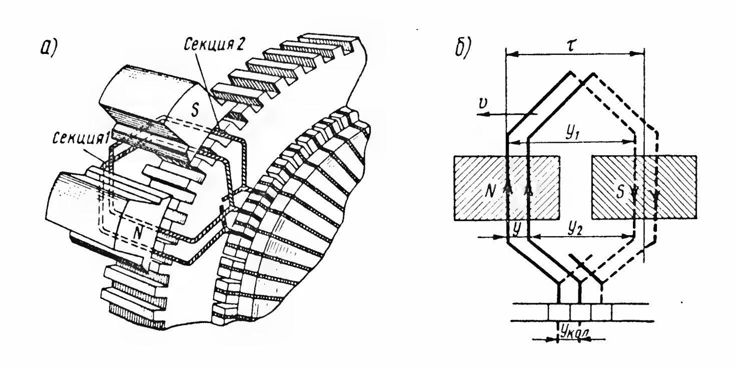


Рис. 5.4. Общий вид петлевой обмотки (*а*) и схема соединений ее секций (*б*)

Указанные расстояния обычно выражаются в числе пройденных секций. Шагом по коллектору называется расстояние в коллекторных делениях между пластинами, к которым присоединены две стороны каждой секции. Так как $K=S$, то результирующий шаг обмотки y и шаг по коллектору $y_{кол}$ равны. При петлевой обмотке $y=y_1-y_2$ и $y_{кол}=y$. Обмотка называется простой, если $y=y_{кол}=\pm1$. В такой обмотке каждая последующая секция расположена рядом с предыдущей, а якорная катушка имеет форму петли, давшей название обмотке. Обычно при выполнении обмотки принимается $y_{кол}=+1$ (неперекрещенная обмотка), так как в этом случае несколько снижается расход обмоточного провода. На рис. 5.5 показаны якорные катушки машин постоянного тока при петлевой и волновой обмотках.

В простой петлевой обмотке секции, расположенные под каждой парой полюсов, образуют две параллельные ветви. Например, на рис. 5.6 показано образование параллельных ветвей в обмотке якоря четырехполюсной машины (цифрами обозначены коллекторные пластины). В каждую из параллельных ветвей входит $S_в=S/2p$ секций, поэтому число параллельных ветвей во всей обмотке

$$\boxed{2a=S/S_в=2p.} \tag{5.3}$$

Условие $2a=2p$ выражает *основное свойство простой петлевой обмотки: чем больше число полюсов, тем больше параллельных ветвей имеет обмотка.* По этой причине простую петлевую обмотку

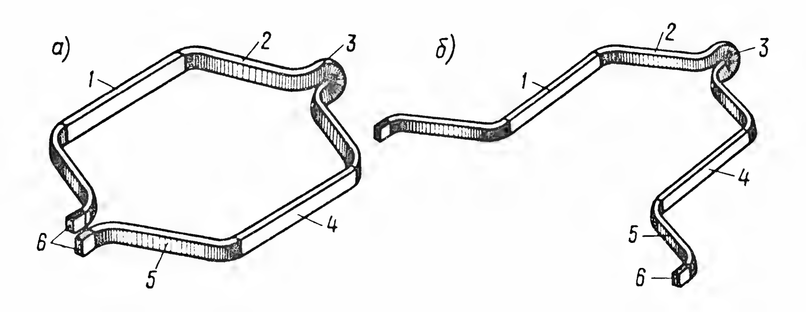


Рис. 5.5. Формы якорных катушек при петлевой (*а*) и волновой (*б*) обмотках:

1, 4 — пазовые части, *2, 5* — лобовые части, *3* — задняя головка, *6* — концы секций, припаиваемые к коллектору

часто называют параллельной. На рис. 5.7, *а* в качестве примера изображена схема петлевой обмотки четырехполюсной машины, а на рис. 5.7, *б* — ее эквивалентная схема, показывающая последовательность соединения отдельных проводников и образующиеся па-

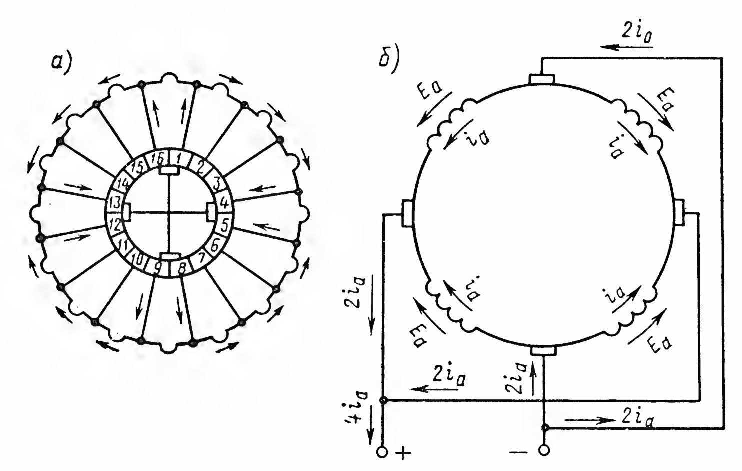


Рис. 5.6. Образование параллельных ветвей в обмотке якоря четырехполюсной машины:

а — расположение проводников на якоре, *б* — эквивалентная схема

раллельные ветви; цифрами *1, 2, 3* и т. д. обозначены активные проводники, лежащие в верхнем слое обмотки, цифрами *1', 2', 3'* и т. д.— в нижнем.

Электродвижущие силы E, индуцированные во всех параллельных ветвях петлевой обмотки, теоретически должны быть равны. Практически из-за технологических допусков в размерах воздушного зазора под разными полюсами, дефектов литья в корпусе и других причин магнитные потоки отдельных полюсов несколько различаются между собой, а поэтому в параллельных ветвях ЭДС могут быть неодинаковыми.

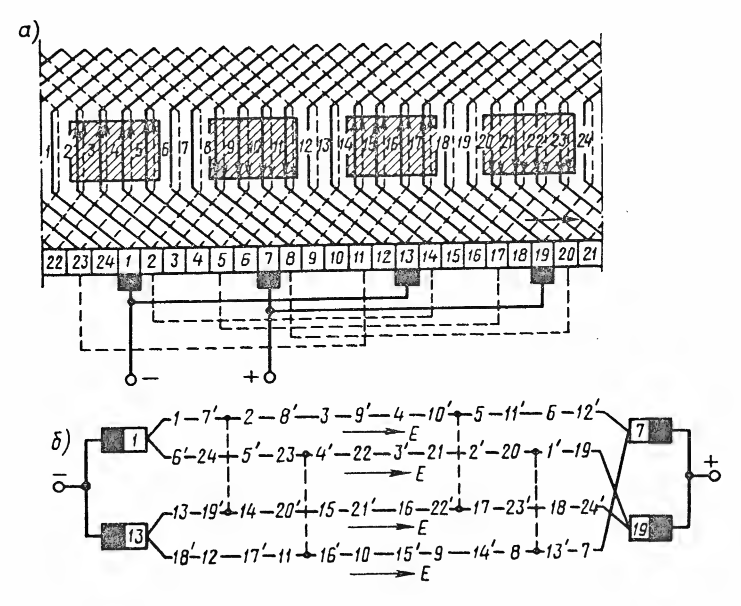


Рис. 5.7. Петлевая обмотка четырехполюсной машины (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*) при $S=K=24$; $y_1=6$; $y_2=5$; $y_{кол}=1$

На практике совершенно одинаковые ЭДС в параллельных ветвях индуцируются только в двухполюсных машинах, так как каждая секция имеет одну сторону, расположенную под одним полюсом, а другую — под другим. Из-за различия в значениях ЭДС параллельных ветвей в многополюсных машинах через обмотку якоря даже при холостом ходе проходит уравнительный ток $i_{ур}$, причем частично он замыкается через щетки (рис. 5.8). Поскольку этот ток является «внутренним» током якоря, его коммутация не может быть улучшена с помощью добавочных полюсов, в обмотках которых тока нет, и даже сравнительно небольшой уравнительный ток вызывает сильное искрение щеток.

Предотвратить искрение щеток от уравнительного тока можно с помощью уравнительных соединений, которые соединяют в обмотке точки, имеющие теоретически равные потенциалы. На эквивалентной схеме обмотки четырехполюсной машины (см. рис. 5.6, *б*) легко найти эти точки: во-первых, это коллекторные пласти-

ны, на которых стоят одноименные щетки 1 и 11; 6 и 16. Эти коллекторные пластины связываются проводами, расположенными под лобовыми частями обмотки якоря (рис. 5.9, *а*). Иногда уравнители располагаются со стороны, противоположной коллектору (рис. 5.9, *б*). В четырехполюсной машине можно найти пару пластин, на которые одновременно набегают щетки, и соединить эту па-

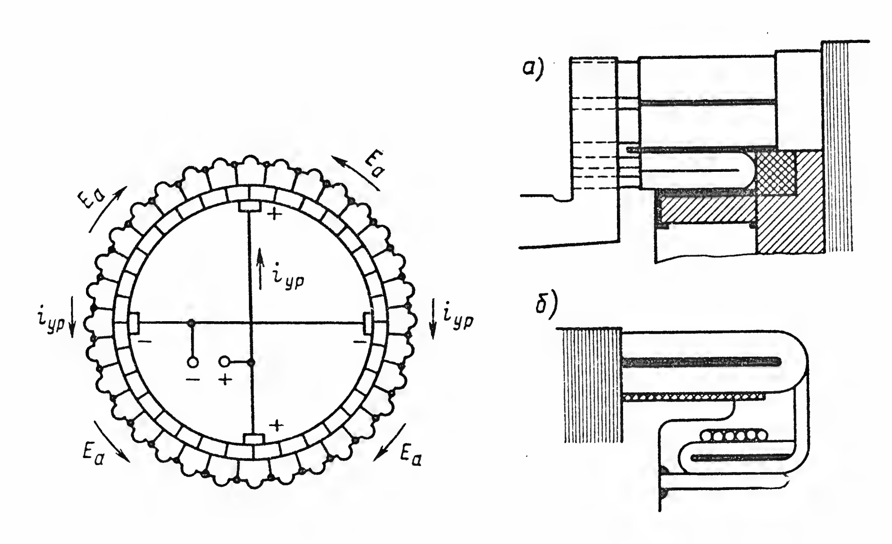


Рис. 5.8. Схема замыкания уравнительных токов в четырехполюсной машине

Рис. 5.9. Расположение уравнителей у коллектора

ру пластин уравнительными проводами. Шаг уравнительных соединений по коллектору

$$\boxed{y_{ур}=K/p,} \tag{5.4}$$

следовательно, всего можно поставить K/p уравнительных соединений. Однако обычно ставят всего один уравнитель на паз и этого оказывается достаточно, чтобы предотвратить искрение щеток. Объясняется это реактивным характером тока, замыкающегося через уравнители.

Рассмотрим части обмоток, расположенные между двумя соседними уравнителями (рис. 5.10, *а*). Пусть ЭДС в части обмотки ab в рассматриваемом положении больше, чем в части cd, на значение Δe из-за того, что индукция под полюсами N_1 и S_1 больше, чем под полюсами N_2 и S_2, где соответственно расположены стороны секций ab и cd.

Когда якорь поворачивается на два полюсных деления, то, естественно, направление разностной ЭДС Δe меняется на обратное, т. е. полупериоду изменения ЭДС соответствуют два полюсных де-

ления. Таким образом, в контуре обмотки *abcd* индуцируется переменная ЭДС Δe с частотой

$$f_{ур}=pn/2 \cdot 60. \qquad (5.5)$$

Поскольку секции обмотки якоря имеют большое индуктивное сопротивление, уравнительный ток отстает от ЭДС по фазе на 90°, т. е. имеет максимум при повороте якоря из исходного положения на полюсное деление. Уравнительный ток, замыкающийся по обмотке, подмагничивает слабые полюсы *N2* и *S2* и размагничивает полюсы *N1* и *S1*. Таким образом, уравнительные токи в машине сравнительно невелики, они исправляют магнитную асимметрию. Сечение провода уравнителей принимается равным 20... ...50% от сечения проводников обмотки якоря. Описанные уравнители называются *уравнителями первого рода*.

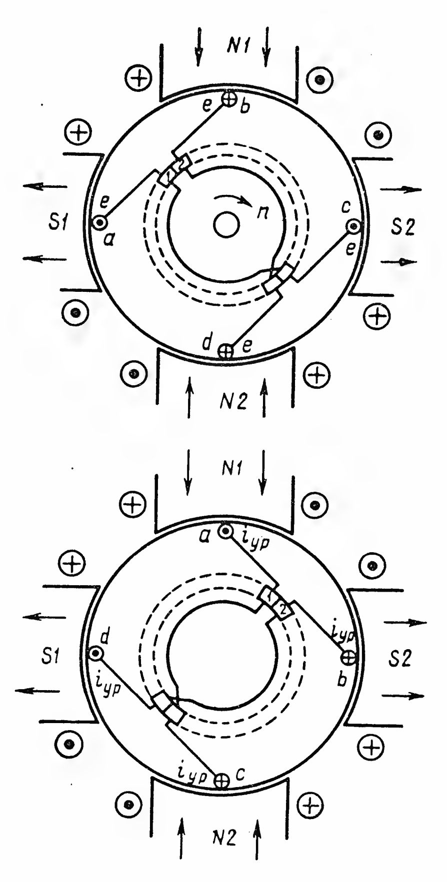


Рис. 5.10. Схема, показывающая направление ЭДС и тока, замыкающегося через уравнительные соединения

5.3. Простая волновая обмотка

При простой волновой обмотке секции, лежащие под разными полюсами, соединяются последовательно (рис. 5.11, *а*). При этом после одного обхода окружности якоря, т. е. последовательного соединения *p* секций, приходят к коллекторной пластине, расположенной рядом с исходной. Результирующий шаг обмотки (рис. 5.11, *б*) $y=y_1+y_2$; частичные шаги ($y_1 \approx y_2$) приблизительно равны полюсному делению τ, а шаг по коллектору $y_{кол}$ — двойному полюсному делению. Между шагом по коллектору $y_{кол}$ и числом коллекторных пластин *K* существует зависимость $py_{кол} \pm 1 = K$, откуда

$$\boxed{y_{кол}=(K \pm 1)/p.} \qquad (5.6)$$

Так как значение $y_{кол}$ должно быть целочисленным, то число коллекторных пластин *K* не может быть произвольным. Предпоч-

тительно брать $y_{кол}=(K-1)/p$ (неперекрещенная обмотка), так как при этом несколько уменьшается расход обмоточного провода. Катушка якоря в рассматриваемой обмотке имеет форму волны (рис. 5.11, *б*), поэтому обмотку и называют волновой. В якоре барабанного типа направление ЭДС сохраняется неизменным во всех сторонах секций, расположенных в пределах одного полюсного деления, т. е. в $S/2p$ сторонах секций. В простой волновой обмотке

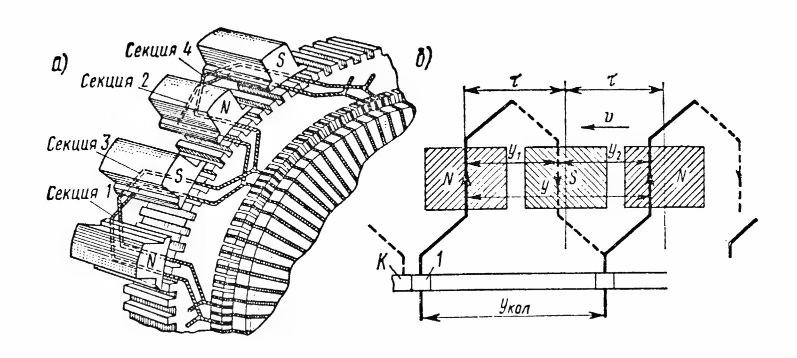


Рис. 5.11. Общий вид волновой обмотки (*а*) и схема соединения ее секций (*б*)

при одном обходе окружности якоря соединяют последовательно $2p$ сторон секций, т. е. p секций; поэтому число секций в каждой параллельной ветви $S_в=pS/2p=S/2$, а число параллельных ветвей обмотки

$$\boxed{2a=S/S_в=2.} \tag{5.7}$$

Следовательно, *число параллельных ветвей при простой волновой обмотке не зависит от числа полюсов и всегда равно двум.* По этой причине такую обмотку часто называют последовательной. Уравнительные соединения при простой волновой обмотке не требуются, так как в каждую параллельную ветвь входят секции, стороны которых расположены под всеми полюсами. В результате этого неравенство потоков отдельных полюсов не вызывает неравенства ЭДС в параллельных ветвях. На рис. 5.12, *а* показана схема простой волновой обмотки четырехполюсной машины, а на рис. 5.12, *б* — иллюстрирующая ее эквивалентная схема, последовательность соединений отдельных секций обмотки и образующиеся при этом параллельные ветви. При волновой обмотке в машине можно устанавливать только два щеточных пальца. Однако это делают лишь в машинах малой мощности; в более мощных машинах для уменьшения плотности тока под щетками и улучшения коммутации обычно ставят полный комплект ($2p$) щеточных пальцев.

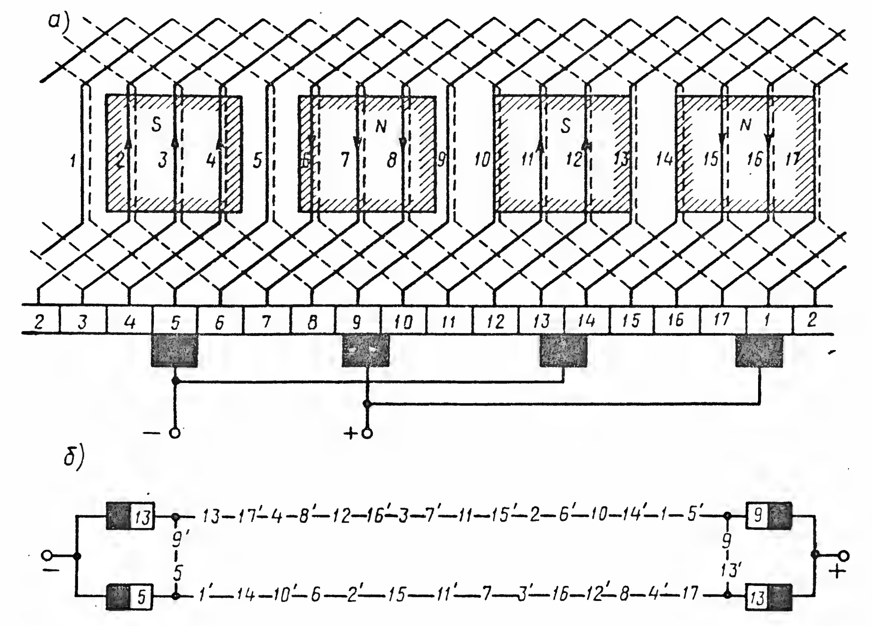


Рис. 5.12. Схема волновой обмотки при $2p=4$, $S=K=17$, $y_1=y_2=4$, $y_{кол}=8$ и последовательность соединения проводников

5.4. Сложные петлевые обмотки

Сложная, или многоходовая, петлевая обмотка получается, если шаг по коллектору $y_{кол}$ взять бо́льшим единицы. Из сложных петлевых обмоток чаще всего применяются обмотки с $y_{кол}=2$, или двухходовые обмотки.

Симметричная двухходовая обмотка получается при $y_{кол}=2$ и четном числе коллекторных пластин K и секций. Если начать последовательное соединение секций с первой коллекторной пластины, то секции будут присоединяться только к нечетным пластинам и после обхода всех нечетных пластин обмотка замкнется на себя на первой пластине. К оставшимся свободным четным пластинам можно присоединить еще одну петлевую обмотку с $y_{кол}=2$, которая замкнется на второй коллекторной пластине.

Таким образом, получились две параллельные обмотки (рис. 5.13), одна из которых присоединена к нечетным коллекторным пластинам *1, 3, 5, ..., 19,* а другая — к четным *2, 4, 6, ..., 20.* Обе они замыкаются на себя и поэтому иногда всю обмотку называют двукратнозамкнутой. Число параллельных ветвей получившейся обмотки в 2 раза больше, чем у простой петлевой. В общем случае m-ходовой обмотки $y_{кол}=m$, а число параллельных ветвей

$$\boxed{2a=2pm.} \qquad (5.8)$$

Для нормальной работы двухходовой петлевой обмотки необходимо выполнить несколько условий. Во-первых, щетки должны быть достаточно широкими, чтобы был обеспечен надежный электрический контакт с каждой из параллельных обмоток. Обычно щетка перекрывает более двух коллекторных пластин. Во-вторых, в каждой из двух обмоток нужно обеспечить равномерное распределение тока по параллельным ветвям. Для этого устанавливают уравнительные соединения первого рода, такие же, как в многополюсных машинах с простой петлевой обмоткой. Уравнители первого рода конструктивно удобно устанавливать для одной обмотки со стороны коллектора, а для другой — со стороны, противоположной коллектору. В-третьих, нужно обеспечить равномерное распределение тока по параллельным обмоткам и исключить замыкание через щетки переменного тока, который возникает из-за пульсации ЭДС обмоток.

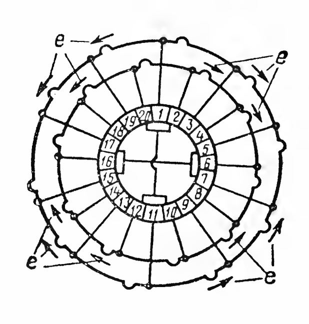


Рис. 5.13. Эквивалентная схема симметричной двухходовой петлевой обмотки

Пульсация ЭДС на щетках всех электрических машин имеет место из-за пульсаций магнитного потока («зубцовая» частота пульсаций ЭДС) и изменения количества секций, входящих в параллельную цепь, на единицу («коллекторная» частота). Пульсации ЭДС параллельных обмоток с «коллекторной» частотой находятся в противофазе и по обмоткам через щетки проходит переменный ток, если нет *уравнительных соединений второго рода,* соединяющих между собой точки теоретически равного потенциала двух параллельных обмоток. Эти точки (рис. 5.14) находятся с разных сторон якоря: например, секция, начало которой припаяно ко второй пластине, а конец — к четвертой, имеет в своей средней точке, лежащей на стороне, противоположной коллектору, потенциал третьей коллекторной пластины. Соединяются эти точки проводом, который пропускается во втулке якоря, между сталью якоря и валом, где нет магнитного поля и, следовательно, не индуцируется ЭДС в уравнительных соединениях.

Иногда в двухходовых петлевых симметричных обмотках приходится ставить дополнительные соединения для улучшения качества коммутации. Из рис. 5.14 видно, что нечетная пластина связана уравнителем с серединой охватывающей ее секции. Для полной идентичности коммутационного цикла обеих обмоток ставят максимально возможное число уравнителей, связывающих все коллекторные пластины с серединами охватывающих их секций. Хотя эти уравнители конструктивно не отличаются от уравнителей второго рода, их назначение другое — идентификация коммутационных циклов, и поэтому они называются *уравнительными соединениями третьего рода.*

Изготовление уравнителей второго рода сложно; они нетехнологичны и поэтому двухходовая двукратнозамкнутая симметричная обмотка применяется редко. Чаще применяется двукратнозамкнутая обмотка, у которой K/p — нечетное число. Эта обмотка не

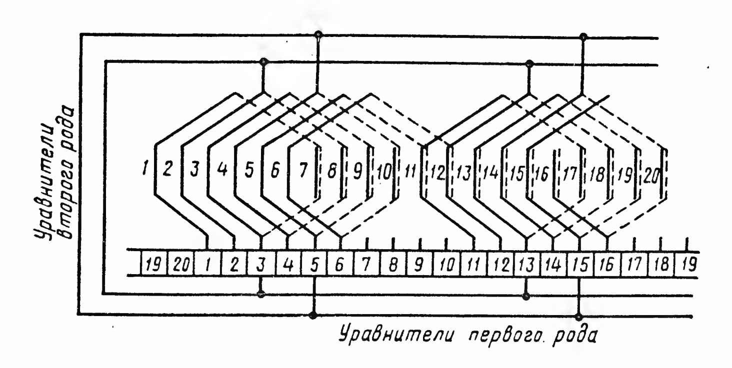


Рис. 5.14. Уравнительные соединения в двухходовой петлевой обмотке

вполне симметрична, но имеет то преимущество, что в ней все уравнители можно ставить с одной стороны якоря, не пропуская их во втулке якоря. Объясняется это тем, что теоретически эквипотенциальные точки якоря находятся в обмотке на расстоянии двойно-

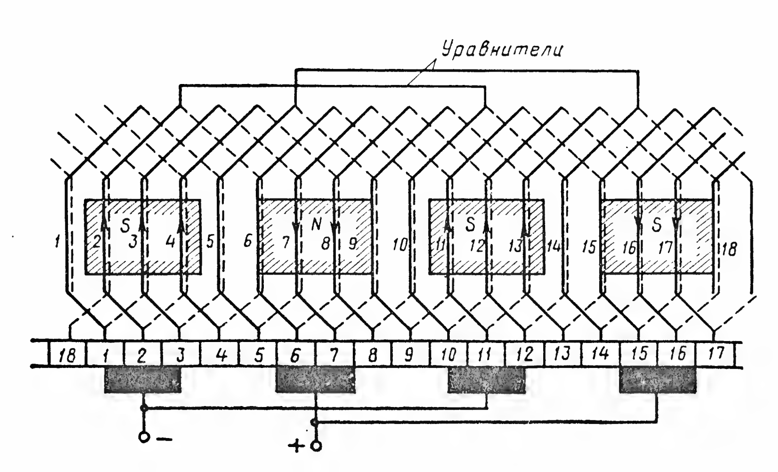


Рис. 5.15. Двухходовая петлевая обмотка с нечетным числом K/p ($K=18$; $2p=4$; $y_{кол}=2$; $y_1=4$; $y_2=2$)

го полюсного деления, т. е. шаг уравнителей $y_{ур}=K/p$. Но поскольку K/p — нечетное число, уравнители должны соединять между собой нечетные и четные секции, т. е. секции, входящие в параллель-

ные обмотки. Вследствие этого уравнители первого рода одновременно являются и уравнителями второго рода: благодаря им выравниваются магнитная асимметрия и токи в параллельных обмотках. На рис. 5.15 показана схема двухходовой обмотки с $K/p=9$, которая поясняет сказанное выше.

При большом числе секций, включенных последовательно в параллельной ветви, несимметрия обмоток мало сказывается на уравнительных токах — токи невелики. Поэтому в последние годы широко применяются несимметричные обмотки, которые технологичны и имеют удовлетворительную коммутацию.

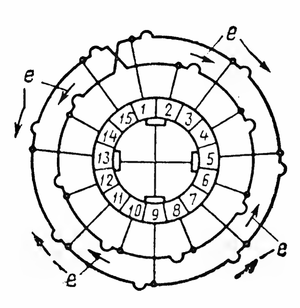


Рис. 5.16. Двухходовая однократнозамкнутая петлевая обмотка

Двухходовая однократкозамкнутая обмотка получается при $y_{кол}=2$, если число коллекторных пластин нечетное. На рис. 5.16 показана эквивалентная схема двухходовой однократнозамкнутой обмотки, имеющей $2p=4$, $K=15$, $y_{кол}=2$. В этой обмотке, двигаясь последовательно от одной секции к другой, можно пройти все секции и прийти к первой. Поэтому обмотка называется однократнозамкнутой. Шаг уравнителей K/p не равен целому числу, но выбирается равным ближайшему нечетному числу и поэтому уравнительные соединения располагаются с одной стороны якоря и являются уравнителями одновременно и первого и второго рода.

5.5. Сложные волновые обмотки

Сложная, или многоходовая, волновая обмотка строится таким образом, что на якоре параллельно укладываются m простых волновых обмоток. Поэтому число параллельных ветвей многоходовой обмотки в m раз больше, чем у простой обмотки. Так как последняя имеет всего две параллельные ветви, независимо от числа полюсов, $2a=2$, число параллельных ветвей многоходовой волновой обмотки

$$\boxed{2a=2m,} \tag{5.9}$$

т. е. не зависит от числа полюсов.

В мощных многополюсных высоковольтных машинах находят применение двухходовые волновые обмотки. Остановимся на описании их свойств.

Один обход двухходовой обмотки (рис. 5.17) под всеми полюсами должен закончиться не рядом с исходной первой пластиной, а на одну пластину раньше, т. е. на пластине $K—2$. Поскольку каждая из секций располагается под двумя соседними полюсами,

$y_{кол}p = K - 2$, откуда находится шаг по коллектору, равный результирующему шагу:

$$\boxed{y_{кол} = y = (k-2)/p.} \qquad (5.10)$$

Кроме того, как и в простой волновой обмотке, $y = y_1 + y_2$, где y_1 и y_2 — целые числа, причем $y_1 \approx y_2 \approx K/2p$.

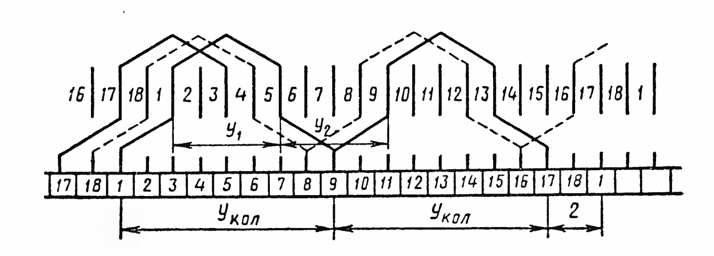


Рис. 5.17. Построение двухходовой волновой обмотки

Каждая из двух параллельных простых волновых обмоток содержит секции, стороны которых расположены под всеми полюсами машины. Поэтому магнитная асимметрия машины не вызывает различия в ЭДС обмоток и они не нуждаются в уравнителях пер-

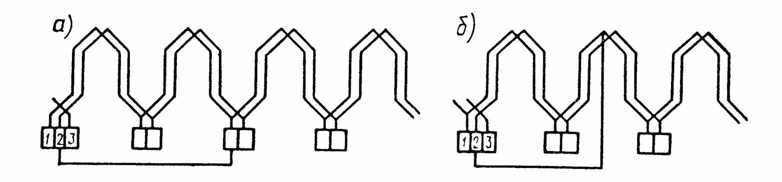


Рис. 5.18. Определение эквипотенциальных точек в двухходовой волновой обмотке восьмиполюсной *(а)* и шестиполюсной машин *(б)*

вого рода. Двухходовая волновая обмотка требует только уравнителей второго рода для выравнивания тока в обмотках и для разгрузки щеток от переменной составляющей тока, вызываемой пульсациями ЭДС.

Расположение уравнительных соединений определим на примере обмотки, часть которой изображена на рис. 5.18, *а*.

Найдем эквипотенциальную точку для коллекторной пластины *2*, расположенной между пластинами *1* и *3*. Напряжение между этими пластинами образуют ЭДС p секций. Следовательно, точка обмотки, эквипотенциальная с пластиной *2*, находится через $0{,}5p$ секций. В рассмотренной на рис. 5.18, *а* восьмиполюсной машине эта точка располагается через две секции; в четырехполюсной ма-

шине — через одну. В четырех- и восьмиполюсной машинах уравнительные соединения делаются с одной стороны якоря. В общем случае шаг уравнительных соединений

$$y_{\text{ур}}=K/a. \tag{5.11}$$

Если $2p/a$ равно четному числу (как при четырех- и восьмиполюсной машине), то уравнители располагаются с одной стороны якоря; если $2p/a$ — нечетное число (например, $2p=6$; $a=2$), то уравнителями приходится соединять точки обмотки, расположенные с обеих сторон якоря (рис. 5.18, *б*).

Так как магнитная асимметрия при волновых обмотках не играет роли, число уравнительных соединений может быть выбрано небольшим — примерно два на каждый полюс.

Уравнители должны быть равномерно распределены по обмотке.

5.6. Смешанная обмотка

В мощных машинах иногда бывает выгодно применять смешанную, или «лягушачью», обмотку, которая имеет такое же большое число параллельных ветвей, что и многоходовые обмотки, но не требует установки уравнительных соединений.

Обмотка смешанного типа представляет собой сочетание петлевой и многоходовой волновой обмоток, присоединенных к одним и тем же коллекторным пластинам. Поскольку каждая из обмоток является двухслойной, смешанная обмотка получается четырехслойной.

И петлевая и волновая части обмотки должны обладать одинаковыми электрическими свойствами: иметь равные числа параллельных ветвей, одинаковую ЭДС, т. е. равные числа витков. В замкнутых контурах, образованных секциями петлевой и волновой обмоток, ЭДС должны быть равны нулю, чтобы в этих контурах не было уравнительных токов.

Рассмотрим образование обмотки смешанного типа на простейшем примере. Пусть имеется четырехполюсная машина, $2p=4$, и требуется получить обмотку с восемью параллельными ветвями. Поскольку число параллельных ветвей и петлевой и волновой частей обмотки одинаково, $2a_{\text{п}}=2a_{\text{в}}=4$. Следовательно, петлевая часть обмотоки должна быть простой: $2a_{\text{п}}=2p=4$, а волновая часть — двухходовой: $2a_{\text{в}}=2m=4$. Шаг по коллектору простой петлевой обмотки равен единице: $y_{\text{кол}}=1$; потенциальный шаг на коллекторе для петлевой обмотки (шаг уравнительного соединения первого рода) $y_{\text{ур.п}}=K/p$. Если начало волновой секции припаять ко второй пластине, а шаг ее сделать равным $y_{\text{кол.в}}=K/p-1$, то она соединит секцию *1* с эквипотенциальной секцией. Если к тому же начало волновой секции положить рядом со второй стороной первой секции, а вторую сторону волновой — рядом с началом эквипотенциальной петлевой секции, то эквипо-

тенциальные пластины петлевой секции оказываются связанными контуром обмотки, в котором результирующая ЭДС в любой момент времени (теоретически!) должна равняться нулю. В этом несложно убедиться, рассматривая рис. 5.19, *а*: в контурах *вг* и *де* ЭДС направлены встречно, а ЭДС в сторонах *аб* и *жз* компенсируют друг друга, так как расположены на расстоянии двойного полюсного деления и по контуру обхода направлены встречно.

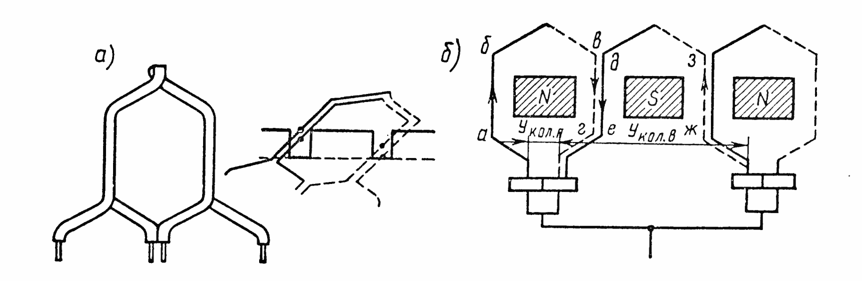


Рис. 5.19. Выполнение смешанной обмотки *(а)* и конструкция катушки *(б)*

Выбранный шаг по коллектору при $p=2$ удовлетворяет условию выполнимости двухходовой волновой обмотки — формуле (5.10). Из рис. 5.19, *а* следует

$$y_{1п}+y_{1в}=K/p, \tag{5.12}$$

кроме того, $y_{2п}=y_{1п}=-1$ и $y_{кол.в}=K/p-1=y_{1в}+y_{2в}$, откуда следует

$$y_{1п}+y_{1в}=y_{кол.в}+1=y_{1в}+y_{2в}+1 \text{ и } y_{2в}=y_{1п}-1=y_{2п}. \tag{5.13}$$

Формулы (5.12) и (5.13) дополняют приведенные ранее соотношения для петлевых и волновых обмоток и позволяют рассчитать смешанную обмотку.

Форма катушки смешанной обмотки, изображенной на рис. 5.19, *б*, напоминает стилизованное изображение лягушки, откуда и произошло второе название обмотки — «лягушачья».

«Лягушачья» обмотка более сложна в производстве, чем простая петлевая обмотка, и применяется сравнительно редко. Ее достоинство в том, что в ней лучше проходит коммутация, потому что в обмотке образуется много замкнутых контуров, играющих роль демпферов при расстройстве коммутации.

Недостатком «лягушачьей» обмотки является пониженная механическая прочность. Четырехслойная обмотка менее жестка, чем двухслойная, вследствие чего более вероятны ее деформации и изломы проводников у входа в коллектор. Последнее явление наблю-

далось чаще у машин не слишком большой мощности (примерно 100 кВт), где проводники при четырехслойной обмотке получаются малыми по высоте, что снижает их прочность.

5.7. Условия симметрии обмоток

Условия симметрии вытекают из равенства ЭДС параллельных ветвей при любом положении якоря, если геометрическое выполнение машины абсолютно точно и распределение магнитного потока по полюсам идеально симметрично. В этом случае реально возникающие уравнительные токи между параллельными ветвями обмотки минимальны и не перегружаются уравнительные соединения. Кроме того, в симметричной обмотке идентичны условия коммутации каждого паза, что необходимо для осуществления безыскровой коммутации. Конечно, при небольших отступлениях от строгой симметрии коммутация машины тоже может быть удовлетворительной (например, у петлевых однократнозамкнутых обмоток), но это исключение из правил и гарантировать хорошую коммутацию машины с несимметричной обмоткой нельзя, пока она не будет построена и испытана. Можно считать, что даже небольшое отступление от симметрии требует снижения коммутационной напряженности — уменьшения реактивной ЭДС и принятия других мер.

Эталоном симметрии можно выбрать двухполюсную машину с простой петлевой обмоткой (волновой обмотки при двух полюсах выполнить нельзя). Эта обмотка симметрична, если проводники обмотки равномерно распределены по поверхности якоря. Следовательно, условие симметрии сводится к равномерному распределению пазов на якоре и к тому, чтобы в каждом пазу лежало равное число проводников $N/Z=2u_п$.

Практически это сводится к **первому условию** симметрии обмоток:

$$\boxed{S/Z=K/Z=C_1,} \tag{5.14}$$

(где C_1 — целое число), так как проводники объединены в секции.

Для уменьшения пульсаций магнитного потока в двухполюсной машине число пазов берут нечетным.

В многополюсной машине, где число параллельных ветвей увеличивается, каждая пара параллельных ветвей должна иметь одинаковое число секций

$$\boxed{S/a=K/a=C_2,} \tag{5.15}$$

что является **вторым условием** симметрии обмоток, и одинаковое число пазов, в которых эти секции лежат (третье условие):

$$\boxed{Z/a=C_3.} \tag{5.16}$$

Четвертое условие вытекает из того, что каждой стороне секции, принадлежащей одной паре параллельных ветвей, должны соответствовать секционные стороны других пар параллельных ветвей, расположенных в одинаковых с первыми секционными сторонами магнитных условиях. Для этого необходимо выполнение равенства

$$\boxed{2p/a = C_4.} \tag{5.17}$$

Последнее условие симметрии сильно ограничивает число возможных вариантов многоходовых обмоток. В сложных петлевых обмотках $2a = 2pm$ и, следовательно, для них

$$2p/a = 2p/(pm) = 2m, \tag{5.18}$$

т. е. условие симметрии (5.17) выполнимо только при $m = 1$ (для простых петлевых обмоток) и $m = 2$. Этой обмоткой может быть только двухкратнозамкнутая обмотка, так как другие обмотки не удовлетворяют условию (5.15).

В сложных волновых обмотках $2a = 2m$ и

$$2p/a = 2p/m. \tag{5.19}$$

Следовательно, двухходовые волновые обмотки симметричны при любом числе полюсов.

Чем больше мощность машины, тем строже нужно соблюдать симметрию обмотки. В малых машинах, где коммутация не слишком напряженная, допускаются бóльшие отклонения от условий симметрии. Например, в машинах мощностью до 10 кВт возможно отступление даже от первого условия симметрии — равенства проводников в пазах и в одном-двух пазах укладывается «мертвая» секция, служащая только для заполнения объема паза, и не присоединяется к коллектору.

Все симметричные обмотки практически равноценны в коммутационном отношении. Их тип выбирается в основном исходя из необходимого числа параллельных ветвей: чем больше ток машины, тем больше параллельных ветвей необходимо. Ток одной параллельной ветви по технологическим причинам стремятся ограничить значением ≈ 150 А, хотя в отдельных случаях допускается и бóльший ток — до 300 А. Более подробно выбор обмотки рассмотрен в гл. 10.

5.8. Электродвижущая сила обмотки якоря и электромагнитный момент

В симметричной обмотке якоря все параллельные ветви имеют одинаковую ЭДС, следовательно, в якоре и в параллельной ветви ЭДС тождественны.

Для получения ЭДС параллельной ветви нужно просуммировать ЭДС всех $N/2a$ проводников, входящих в параллельную

ветвь. ЭДС проводника $e_{пр}=B_\delta l_a v_a$. Тогда ЭДС параллельной ветви

$$E_a=\sum_1^{N/2a} e_{пр}=\sum_1^{N/2a} B_{\delta x} l_a v_a = l_a v_a \sum_1^{N/2a} B_{\delta x}. \qquad (5.20)$$

При достаточно большом числе коллекторных пластин можно пренебречь пульсацией ЭДС и считать

$$\sum_1^{N/2a} B_{\delta x} \approx (N/2a)\, B_{\delta\, ср}, \qquad (5.21)$$

где $B_{\delta\, ср}$ — среднее значение индукции на протяжении полюсного деления τ.

Учитывая также, что

$$B_{\delta\, ср} l_a \tau = \Phi, \qquad (5.22)$$

$$v_a=\pi D_a n/60 = 2\tau p n/60, \qquad (5.23)$$

где $\tau=\pi D_a/2p$ — полюсное деление, получим

$$\boxed{E_a=\frac{pn}{60}\,\frac{N}{a}\,\Phi = C_e n \Phi,} \qquad (5.24)$$

где $C_e=pN/(60a)$ — коэффициент, определяемый конструктивными параметрами машины и не зависящий от режима ее работы.

Формула (5.24) дает среднее значение ЭДС. В действительности ЭДС пульсирует между двумя предельными значениями — E_{max} и E_{min}, так как при вращении якоря часть витков, замыкаясь щетками накоротко, выключается из параллельных ветвей. Это число короткозамкнутых пластин изменяется на единицу, в связи с чем число секций в параллельной ветви изменяется также на единицу. Приближенно пульсации можно оценить, если предположить, что магнитный поток на поверхности якоря распределен синусоидально. При таком допущении ЭДС каждой секции

$$e_{c\,x}=e_{c0}\cos\alpha, \qquad (5.25)$$

где e_{c0} — максимальная ЭДС секции, индуцируемая, когда ее стороны находятся под серединами соседних полюсов; $\alpha=\pi x/\tau$ — угол между секцией и осью главного полюса; x — смещение между ними.

Электродвижущую силу секций якоря можно представить в виде звезды (рис. 5.20, *а*), где ЭДС каждой секции изображена вектором, направленным под углом α к оси ординат. Значение ЭДС равно проекции вектора на эту ось.

Электродвижущую силу параллельной ветви можно получить, складывая геометрически векторы ЭДС секций. Если складывать ЭДС секций для пары параллельных ветвей, то получится правиль-

ный многоугольник (рис. 5.20, *б*), а ЭДС параллельной ветви находится проектированием всех его сторон на ось ординат.

Так как при вращении якоря происходит и вращение многоугольника ЭДС относительно его центра, то изменяется его проекция, т. е. ЭДС E_a, с периодичностью поворота на одну коллекторную пластину.

Пульсации ЭДС зависят только от числа секций в параллельной ветви. Значения $\Delta E = 0{,}5(E_{max} - E_{min})$ в зависимости от числа секций S приведены ниже.

S, ед.	2	4	8	10	20	40
ΔE, %	100	17,2	4	2,5	0,62	0,16

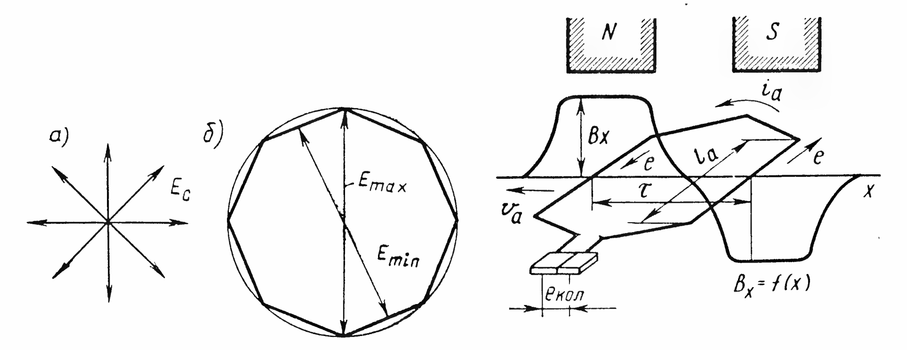


Рис. 5.20. Звезда ЭДС секций (*а*) и многоугольник ЭДС пары параллельных ветвей (*б*)

Рис. 5.21. Направление ЭДС и тока в витке обмотки в генераторном режиме

Конечно, эти данные не абсолютно точны, но дают наглядное представление о влиянии числа секций в параллельной ветви на ЭДС.

Кроме пульсаций с частотой, соответствующей повороту на одну коллекторную пластину, ЭДС якоря содержит также пульсации, частота которых соответствует повороту на одно зубцовое деление, зависящие от изменения положения зубцов якоря относительно полюса; а их амплитуда, как правило, в 2...3 раза больше амплитуды коллекторных пульсаций. Она уменьшается с увеличением числа зубцов, приходящихся на пару параллельных ветвей Z/a.

Под нагрузкой, когда замкнута внешняя цепь, через обмотку якоря проходит ток. В генераторном режиме ток совпадает по направлению с ЭДС (рис. 5.21). На проводники с током, находящиеся в магнитном поле, действует электромагнитное усилие

$$f = B_\delta l_a i_a, \tag{5.26}$$

направление которого определяется по правилу левой руки.

Усилия, приложенные ко всем проводникам обмотки, образуют электромагнитный момент

$$M = 0{,}5 D_a F_{рез}, \tag{5.27}$$

где

$$F_{\text{рез}}=\sum_{1}^{N} f_x. \qquad (5.28)$$

При достаточно большом числе коллекторных пластин силу $F_{\text{рез}}$ можно считать постоянной:

$$F_{\text{рез}}=\sum_{1}^{N} f_x=Nf_{\text{ср}}=NB_{\delta\,\text{ср}}l_a i_a=[NB_{\delta\,\text{ср}}l_a/(2a)]\,I_a. \qquad (5.29)$$

С учетом (5.22) и (5.29) электромагнитный момент

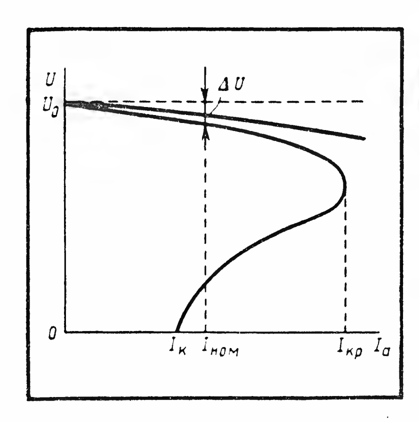
$$\boxed{M=\frac{N\Phi I_a}{\tau 2a}\,\frac{D_a}{2}=\frac{pN}{2\pi a}\,\Phi I_a=C_M\Phi I_a,} \qquad (5.30)$$

где $C_M=pN/2\pi a$ — коэффициент, определяемый параметрами машины и не зависящий от режима ее работы.

В генераторном режиме электромагнитный момент является тормозящим, в двигательном — вращающим.

Вопросы для самопроверки

1. Как связано число проводников с числом секций и коллекторных пластин?
2. Напишите формулу, связывающую шаг по коллектору с первым и вторым частичными шагами простой петлевой обмотки.
3. Сколько параллельных ветвей имеет простая петлевая обмотка якоря четырехполюсной машины?
4. Зачем нужны уравнительные соединения? Где они располагаются?
5. Чему равна ширина витка обмотки якоря?
6. Напишите формулу для простой волновой обмотки, связывающую шаг по коллектору с первым и вторым частичными шагами.
7. Сколько параллельных ветвей имеет простая волновая обмотка? Нужно ли в ней делать уравнительные соединения?
8. Для чего делаются сложные (многоходовые) обмотки?
9. Сколько параллельных ветвей имеют многоходовые петлевые обмотки? волновые обмотки?
10. Зачем в одном слое паза располагают рядом несколько секций?
11. Каковы условия симметрии обмоток?
12. Как конструктивно выполняются уравнительные соединения второго и третьего родов?





6 Генераторы постоянного тока

Свойства генераторов постоянного тока определяются в основном способом питания их обмоток возбуждения. В зависимости от этого различают генераторы:

с независимым возбуждением — обмотка возбуждения получает питание от постороннего источника постоянного тока;

с параллельным возбуждением — обмотка возбуждения подключена к обмотке якоря параллельно нагрузке;

с последовательным возбуждением — обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря и нагрузкой;

со смешанным возбуждением — имеются две обмотки возбуждения: одна подключена параллельно нагрузке, а другая — последовательно с ней.

Рассматриваемые генераторы имеют сходное устройство и отличаются лишь выполнением обмотки возбуждения. Обмотки независимого и параллельного возбуждения с большим числом витков изготовляются из провода малого сечения, а обмотки последовательного возбуждения с большим числом витков — из провода большого сечения. Генераторы малой мощности иногда выполняются с постоянными магнитами. Свойства таких генераторов близки к свойствам генераторов с независимым возбуждением.

6.1. Генератор с независимым возбуждением

В генераторе с независимым возбуждением (рис. 6.1) ток возбуждения $I_в$ не зависит от тока якоря I_a, равного току нагрузки $I_н$. Ток $I_в$ определяется только положением регулировочного реостата $R_{рег.в}$, включенного в цепь обмотки возбуждения:

$$\boxed{I_в = U_в/(R_в + R_{рег.в}),} \qquad (6.1)$$

где $U_{\text{в}}$ — напряжение источника питания; $R_{\text{в}}$ — сопротивление обмотки возбуждения; $R_{\text{рег.в}}$ — сопротивление регулировочного реостата.

Обычно ток возбуждения невелик и составляет 1...3% от номинального тока якоря.

Свойства электрических машин описываются нелинейными зависимостями, которые часто изображаются графически — *характеристическими кривыми* или сокращенно характеристиками.

Основными характеристиками, определяющими свойства генераторов постоянного тока, являются характеристики холостого хода, внешняя, регулировочная и нагрузочная.

Характеристика холостого хода (рис. 6.2, *а*) — зависимость $U_0 = f(I_{\text{в}})$ при $I_{\text{н}} = 0$ и $n = \text{const}$. При холостом ходе машины, когда

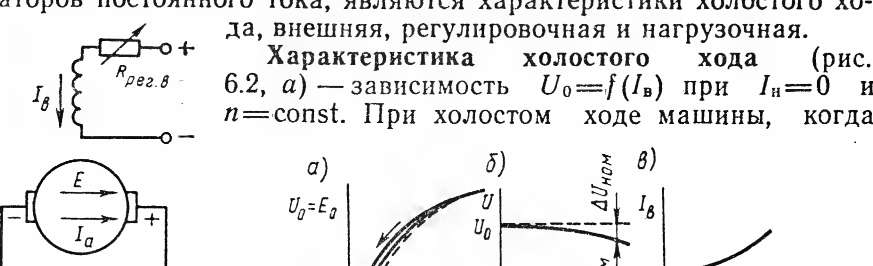


Рис. 6.1. Принципиальная схема генератора с независимым возбуждением

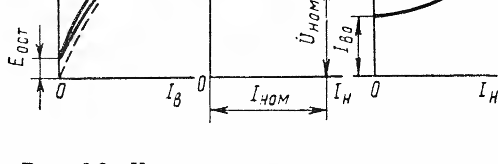


Рис. 6.2. Характеристики генератора с независимым возбуждением:

а — характеристика холостого хода; *б* — внешняя характеристика; *в* — регулировочная характеристика

цепь нагрузки разомкнута, напряжение U_0 на зажимах якоря равно ЭДС $E = C_e \Phi n$. Обычно частота вращения якоря n поддерживается неизменной и напряжение при холостом ходе зависит только от магнитного потока Ф, определяемого током возбуждения $I_{\text{в}}$. Поэтому характеристика $U_0 = f(I_{\text{в}})$ подобна магнитной характеристике $\Phi = f(I_{\text{в}})$. Характеристику холостого хода легко снять экспериментально. Вначале устанавливают $I_{\text{в}}$ таким, чтобы U_0 примерно равнялось $1{,}25 U_{\text{ном}}$; затем уменьшают ток возбуждения до нуля и снова увеличивают до прежнего значения. При этом получаются восходящая и нисходящая ветви характеристики, выходящие из одной точки. Расхождение этих ветвей объясняется наличием гистерезиса в магнитопроводе машины. При $I_{\text{в}} = 0$ в обмотке якоря потоком остаточного магнетизма индуцируется остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$, которая составляет 2. . .4% от $U_{\text{ном}}$.

Довольно часто (при рассмотрении общих закономерностей) различием в восходящей и нисходящей ветвях пренебрегают, так же как и значением ЭДС $E_{\text{ост}}$; в этом случае рассматривают усредненную характеристику холостого хода, проходящую через начало координат (пунктирная линия на рис. 6.2, *а*).

Внешняя характеристика (рис. 6.2, *б*) — зависимость $U=f(I_н)$ при $n=\text{const}$ и $I_в=\text{const}$. В режиме нагрузки напряжение генератора

$$\boxed{U=E-I_a\sum R,} \tag{6.2}$$

где ΣR — сумма сопротивлений всех обмоток, включенных последовательно в цепь якоря (якоря, добавочных полюсов и компенсационной обмотки).

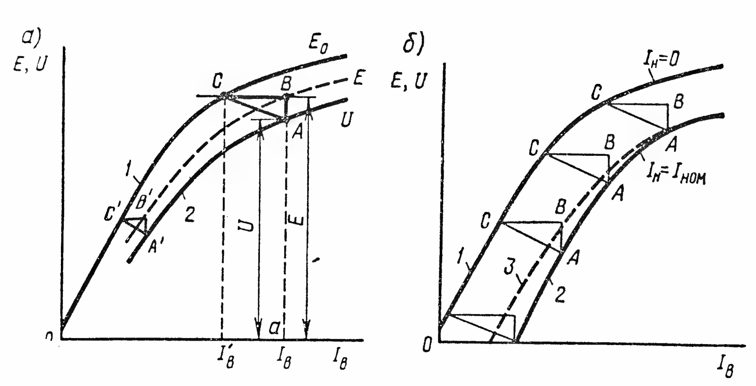


Рис. 6.3. Нагрузочная характеристика генератора с независимым возбуждением *(а)* и ее приближенное построение с помощью характеристического треугольника *(б)*

С увеличением нагрузки напряжение U уменьшается по двум причинам:

из-за падения напряжения в сопротивлениях обмоток машины;

из-за уменьшения ЭДС E в результате размагничивающего действия реакции якоря.

Изменение напряжения при переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода

$$\Delta U=(U_0-U_{ном})/U_{ном}. \tag{6.3}$$

Для генераторов с независимым возбуждением оно составляет 5...15%.

Регулировочная характеристика (рис. 6.2, *в*) — зависимость $I_в=f(I_н)$ при $U=\text{const}$ и $n=\text{const}$. Она показывает, каким образом следует регулировать ток возбуждения, чтобы поддержать постоянным напряжение генератора при изменении нагрузки. В этом случае по мере роста нагрузки нужно увеличивать ток возбуждения.

Нагрузочная характеристика (рис. 6.3, *а*) — зависимость $U=f(I_в)$ при $n=\text{const}$ и $I_н=\text{const}$. Нагрузочная характеристика при $I_н=I_{ном}$ (кривая *2*) проходит ниже характеристики холостого хода (кривая *1*), которую можно рассматривать как частный слу-

чай нагрузочной характеристики при $I_н=0$. Разность ординат кривых *1* и *2* обусловлена размагничивающим действием реакции якоря и падением напряжения в сопротивлениях машины. Наглядное представление об этих факторах дает характеристический, или реактивный, треугольник *ABC* (рис. 6.3, *а*). Если к отрезку *aA*, равному в определенном масштабе напряжению *U* при некоторых токах нагрузки $I_н$ и возбуждения $I_в$, прибавить отрезок *AB*, равный в том же масштабе падению напряжения $I_a \Sigma R$ в генераторе, то получится отрезок *aB*, равный ЭДС *E*. При холостом ходе такая ЭДС индуцируется в обмотке якоря при меньшем токе $I'_в$, соответствующем абсциссе точки *C*. Следовательно, отрезок *BC* характеризует размагничивающее действие реакции якоря в масштабе тока возбуждения. При неизменном токе $I_н$ катет *AB* характеристического треугольника постоянен; катет *BC* зависит не только от тока нагрузки $I_н$, но и от степени насыщения магнитной системы, т. е. от тока возбуждения $I_в$. Однако в ряде случаев влиянием тока возбуждения пренебрегают и считают, что отрезок *BC* пропорционален только току $I_н$. Это позволяет строить нагрузочные характеристики при разных токах, изменяя лишь длины всех сторон треугольника *ABC*. Если вершину *C* характеристического треугольника, построенного для некоторого тока $I_н$, совместить с характеристикой *1* холостого хода (рис. 6.3, *б*), а затем перемещать треугольник по этой характеристике так, чтобы катет *BC* оставался параллельным оси абсцисс, то след вершины *A* даст приближенно искомую нагрузочную характеристику *2* при заданном токе $I_н$. Эта характеристика несколько отличается от реальной характеристики *3* (которая может быть определена опытным путем), так как катет *BC* характеристического треугольника изменяется под влиянием условий насыщения. Используя характеристику холостого хода, с помощью характеристического треугольника могут быть построены и другие приближенные характеристики генератора: внешняя и регулировочная.

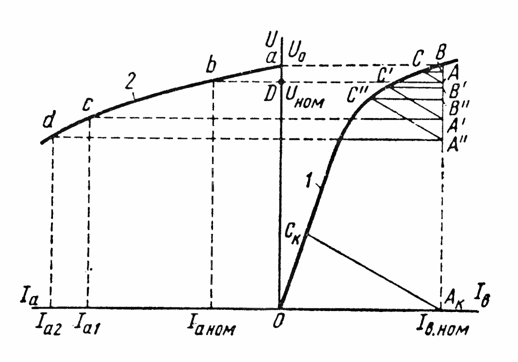


Рис. 6.4. Приближенное построение внешней характеристики генератора с независимым возбуждением с помощью характеристического треугольника

При построении **внешней характеристики** исходят из характеристики холостого хода *1* (рис. 6.4). Взяв точку на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению $U_{ном}$, проводят через нее прямую *AD*, параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину *A* характеристического треугольника, снятого

при номинальном токе якоря, так, чтобы катет AB был параллелен оси ординат, а вершина C находилась на характеристике *1*. Затем, опустив перпендикуляр из вершины A на ось абсцисс, находят точку A_k, соответствующую номинальному току возбуждения $I_{в. ном}$.

При этом способе определения тока $I_{в.ном}$ исходят из того, что из-за действия реакции якоря ЭДС при нагрузке меньше, чем при холостом ходе; это можно интерпретировать как уменьшение тока возбуждения. Это уменьшение тока $I_в$ соответствует отрезку BC, характеризующему размагничивающее действие реакции якоря. Напряжение при номинальном токе также меньше ЭДС на значение падения напряжения $I_a \Sigma R$, которому соответствует катет AB.

При построении зависимости *2* напряжения U от тока нагрузки $I_н = I_a$ ее точки могут быть определены следующим путем: номинальному току $I_{a\,ном}$ соответствует номинальное напряжение $U_{ном}$ (точка b), а режиму холостого хода (ток якоря равен нулю) — напряжение U_0 (точка a), равное ЭДС при токе возбуждения $I_{в.ном}$. Другие точки (c, d и т. д.) внешней характеристики можно построить, изменяя у характеристического треугольника все стороны прямо пропорционально изменению тока якоря и располагая его так, чтобы катеты $A'B'$, $A''B''$ и др. оставались параллельными оси ординат. При этом точки B, B', B'' и др. должны располагаться на вертикальной линии A_kB, соответствующей току возбуждения $I_{в.ном}$, а точки C, C', C'' и др.— на характеристике холостого хода. Тогда ординаты точек A', A'' и т. д. определяют напряжение при токах нагрузки $I_{a1} = I_{a\,ном} \times A'B'/AB$; $I_{a2} = I_{a\,ном} \times A''B''/AB$ и т. д.

Обычно при построении внешней характеристики *2* проводят только гипотенузы характеристических треугольников $A'C'$, $A''C''$ и др., параллельные AC, до пересечения с характеристикой холостого хода и с линией A_kB, соответствующей току $I_{в.ном}$. Ординаты найденных точек A', A'' и т. д. (т. е. точки c, d и т. д. внешней характеристики *2*) дадут искомые напряжения при токах нагрузки $I_{a\,ном} : I_{a1} : I_{a2} : \ldots = AC : A'C' : A''C'' : \ldots$

Если из точки $A_к$, соответствующей $I_{в.ном}$, провести прямую, параллельную AC, до пересечения с характеристикой холостого хода в точке $C_к$, то получится ток короткого замыкания $I_к = I_{ном} A_к C_к / AC$, который в 5...15 раз превосходит номинальный ток. Зная ток короткого замыкания, можно рассчитать максимальный момент и механическую прочность вала, выбрать аппаратуру защиты и т. д. Экспериментальное определение тока короткого замыкания затруднительно, так как при проведении опыта может возникнуть опасное искрение под щетками и круговой огонь.

Характеристика, приведенная на рис. 6,4, является приближенной. Основная погрешность обусловлена тем, что размагничивающее действие реакции якоря (катет BC) не пропорционально току якоря. Обычно приведенное построение дает несколько заниженное значение тока короткого замыкания.

Построение регулировочной характеристики (рис. 6.5) начинают с того, что находят ток возбуждения, соответствующий номи-

нальному напряжению при холостом ходе. Чтобы определить ток возбуждения при номинальном токе нагрузки, вершину *А* характеристического треугольника (соответствующего номинальной нагрузке) располагают на прямой *2*, параллельной оси абсцисс и находящейся от нее на расстоянии $U_{ном}$. Катет *АВ* должен быть параллелен оси ординат, а вершина *С* должна располагаться на характеристике холостого хода *1*. Абсцисса вершины *А* дает искомое значение тока возбуждения. Доказательство справедливости этого положения дано при построении внешней характеристики.

Проведя прямые, параллельные гипотенузе *АС*, получим отрезки *A'C'*, *A''C''*, *A'''C'''* и т. д., заключенные между характеристикой холостого хода *1* и прямой *2*, соответствующей условию $U = U_{ном} = \text{const}$. Эти отрезки представляют собой гипотенузы характеристических треугольников при других токах нагрузки. Искомая регулировочная характеристика $I_в = f(I_н)$ — кривая *3* — построена в нижнем координатном углу. Значения тока возбуждения определяются абсциссами точек *А*, *A'*, *A''* и т. д., которым соответствуют токи нагрузки, пропорциональные длинам отрезков *АС*, *A'C'*, *A''C''* и т. д.

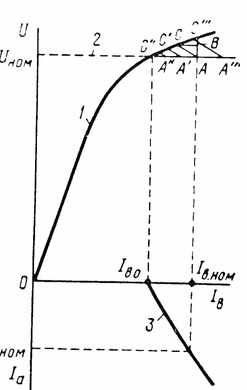


Рис. 6.5. Построение регулировочной характеристики с помощью характеристического треугольника

Достоинствами генераторов с независимым возбуждением являются возможность регулирования напряжения в широких пределах от 0 до U_{max} путем изменения тока возбуждения и сравнительно малое изменение напряжения генератора под нагрузкой. Однако такие генераторы требуют наличия внешнего источника постоянного тока для питания обмотки возбуждения.

6.2. Генератор с параллельным возбуждением

В генераторе с параллельным возбуждением (рис. 6.6) обмотка возбуждения присоединена через регулировочный реостат $R_{рег.в}$ параллельно нагрузке. Следовательно, в машине используется принцип самовозбуждения, при котором обмотка возбуждения получает питание непосредственно от самого генератора. Самовозбуждение генератора возможно только при выполнении определенных условий. Чтобы установить их, рассмотрим процесс изменения тока в контуре «обмотка возбуждения — якорь» при режиме холостого хода. Для рассматриваемого контура можно написать уравнение

$$\boxed{e = i_в R'_в + L_в di_в/dt,} \qquad (6.4)$$

где e и $i_в$ — мгновенные значения ЭДС в обмотке якоря и тока возбуждения; $R'_в = R_в + R_{рег.в}$ — суммарное сопротивление цепи возбуждения генератора (сопротивлением ΣR можно пренебречь, так как оно значительно меньше $R_в$); $L_в$ — суммарная индуктивность обмоток возбуждения и якоря.

Все члены, входящие в (6.4), могут быть изображены графически. На рис. 6.7 показаны зависимость $e = f(i_в)$, представляющая собой характеристику холостого хода генератора (кривая a),

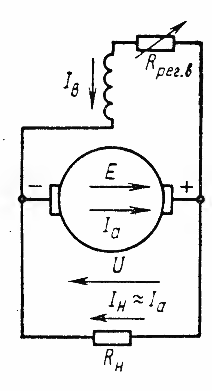


Рис. 6.6. Принципиальная схема генератора с параллельным возбуждением

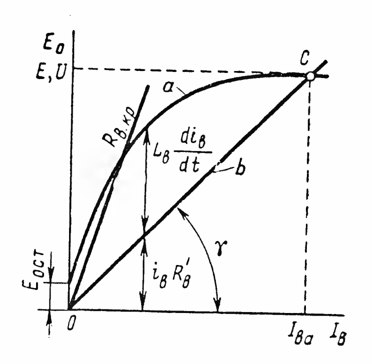


Рис. 6.7. Характер изменения ЭДС и тока возбуждения генератора в процессе самовозбуждения

и вольт-амперная характеристика сопротивления его цепи возбуждения $i_в R'_в = f(i_в)$. Последняя представляет собой прямую b, проходящую через начало координат под углом γ к оси абсцисс; при этом $\operatorname{tg}\gamma = R'_в$. Из (6.4) следует

$$di_в/dt = (e - i_в R'_в)/L_в. \quad (6.5)$$

Следовательно, если разность $(e - i_в R'_в)$ положительна, то $di_в/dt > 0$ и ток возбуждения $i_в$ увеличивается. Установившийся режим в цепи обмотки возбуждения имеет место при $di_в/dt = 0$, т. е. в точке C пересечения характеристики холостого хода a с прямой b. В этом режиме машина работает с некоторым установившимся током возбуждения $I_{в0}$ и ЭДС $E_0 = U_0$.

Из уравнения (6.5) следует, что для самовозбуждения генератора необходимо выполнение определенных условий.

1. Процесс самовозбуждения в генераторе может возникнуть только в том случае, если в *начальный момент, когда* $i_в = 0$, *в обмотке якоря индуцируется некоторая начальная* ЭДС $e_{нач}$. Такая ЭДС создается потоком остаточного магнетизма. Поэтому для начала процесса самовозбуждения генератора необходимо, чтобы в

машине имелся поток остаточного магнетизма, который при вращении якоря индуцирует в его обмотке ЭДС $E_{ост}$. Обычно этот поток имеется в машине из-за наличия гистерезиса в ее магнитной системе. Если такой поток отсутствует, то его создают, пропуская через обмотку возбуждения ток от постороннего источника.

2. *При прохождении тока* $i_в$ *по обмотке возбуждения ее* МДС $F_в$ *должна быть направлена согласно с* МДС *остаточного магнетизма* $F_{ост}$. В этом случае под действием разности $e-i_вR'_в$ нарастают ток $i_в$, магнитный поток возбуждения $\Phi_в$ и ЭДС e. Если указанные МДС направлены встречно, то МДС обмотки возбуждения создает поток, направленный против потока остаточного магнетизма, машина размагничивается и процесс самовозбуждения не сможет начаться.

3. Разность $e-i_вR'_в$, необходимая для возрастания тока возбуждения $i_в$ от нуля до установившегося значения $I_{в0}$, положительна, только если в указанном диапазоне изменения тока $i_в$ прямая OB располагается ниже характеристики холостого хода. При увеличении сопротивления цепи возбуждения $R'_в$ возрастает угол γ прямой OB к оси тока $I_в$ и при некотором критическом значении угла $\gamma_{кр}$, соответствующем критическому значению сопротивления $R_{в.кр}$, прямая OB практически совпадает с прямолинейной частью характеристики холостого хода. В этом случае $e \approx i_вR'_в$ и процесс самовозбуждения становится невозможным. Следовательно, для самовозбуждения генератора *необходимо, чтобы сопротивление цепи возбуждения было меньше критического значения.*

Если параметры цепи возбуждения подобраны так, что $R'_в < R_{в.кр}$, то в точке C обеспечивается устойчивость режима самовозбуждения. При случайном уменьшении тока $i_в$ ниже установившегося значения $I_{в0}$ или превышении $I_{в0}$ возникает соответственно положительная или отрицательная разность $(e-i_вR'_в)$, стремящаяся изменить ток $i_в$ так, чтобы он снова стал равным $I_{в0}$. Однако при $R'_в > R_{в.кр}$ устойчивость режима самовозбуждения нарушается. Если в процессе работы генератора увеличить сопротивление цепи возбуждения $R'_в$ до значения, большего $R_{в.кр}$, то машина размагничивается и ее ЭДС уменьшается до $E_{ост}$. Если же генератор начал работать при $R'_в > R_{в.кр}$, то он не сможет самовозбудиться. Следовательно, условие $R'_в < R_{в.кр}$ ограничивает возможный диапазон регулирования тока возбуждения генератора, а следовательно, и его напряжения. Обычно уменьшать напряжение генератора путем увеличения сопротивления $R'_в$ можно лишь до $(0{,}6...0{,}7)\,U_{ном}$.

Внешняя характеристика генератора представляет собой зависимость $U=f(I_н)$ при $n=\text{const}$ и $R_в=\text{const}$ (рис. 6.8, кривая *1*). Она располагается ниже внешней характеристики генератора с независимым возбуждением (кривая *2*). Объясняется это тем, что в рассматриваемом генераторе кроме двух причин, вызывающих уменьшение напряжения с ростом нагрузки (падения напряжения в якоре и размагничивающего действия реакции якоря), существует еще третья причина — уменьшение тока возбуждения $I_в = U/R'_в$,

который зависит от напряжения U, снижающегося при возрастании тока $I_н$.

Особенно наглядно видно действие причин, уменьшающих напряжение генератора при увеличении тока нагрузки, из рис. 6.9, на котором показано построение внешней характеристики по характеристике холостого хода и характеристическому треугольнику.

Построение производится в следующем порядке. Через точку на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению, проводят прямую, параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину A характеристического треугольника; катет AB должен быть параллелен оси ординат, а вершина C должна лежать на характеристике холостого хода *1*. Через начало координат и вершину A проводят прямую *2* до пересечения с характеристикой холостого хода; эта прямая является вольт-амперной характеристикой сопротивления цепи обмотки возбуждения. Ордината точки пересечения E характеристик *1* и *2* дает напряжение генератора U_0 при холостом ходе.

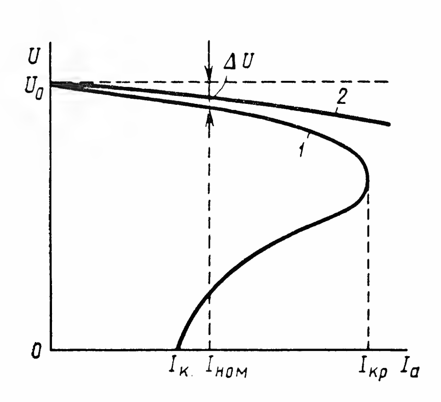


Рис. 6.8. Внешние характеристики генераторов с независимым и параллельным возбуждением

Произведенное построение справедливо, так как: а) ток возбуждения при номинальном режиме $I_{в.ном}=U_{ном}/R_в$ соответствует абсциссе точки A; б) ЭДС генератора при номинальной нагрузке $E_{ном}=U_{ном}+I_{a\,ном}\Sigma R$ соответствует ординате точки B; в) ЭДС $E_{ном}$ можно определить по характеристике холостого хода, если на оси ординат отложить ток возбуждения, который меньше $I_{в.ном}$ на отрезок BC, учитывающий размагничивающее действие реакции якоря.

Точки a и b внешней характеристики *3*, соответствующие холостому ходу и номинальной нагрузке, определяются значениями напряжений U_0 и $U_{ном}$. Промежуточные точки получают, проводя прямые $A'C'$, $A''C''$ и т. д., параллельные гипотенузе AC, до пересечения с вольт-амперной характеристикой *2* в точках A', A'' и т. д., а также с характеристикой холостого хода *1* в точках C', C'' и т. д. Ординаты точек A', A'' и т. д. соответствуют напряжениям при токах нагрузки I_{a1}, I_{a2} и т. д., которые определяются из соотношения $I_{a\,ном}:I_{a1}:I_{a2}:\ldots=AC:A'C':A''C'':\ldots$. Изменение напряжения генератора при переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода составляют 10 ... 20%, т. е. больше, чем в генераторе с независимым возбуждением.

При коротком замыкании якоря ток $I_к$ генератора с параллельным возбуждением сравнительно мал, так как в этом режиме на-

пряжение и ток возбуждения равны нулю. Следовательно, ток короткого замыкания создается только ЭДС от остаточного магнетизма и составляет $(0{,}4 \ldots 0{,}8) I_{ном}$.

Генератор может быть нагружен только до некоторого максимального тока $I_{кр}$. При дальнейшем снижении сопротивления на-

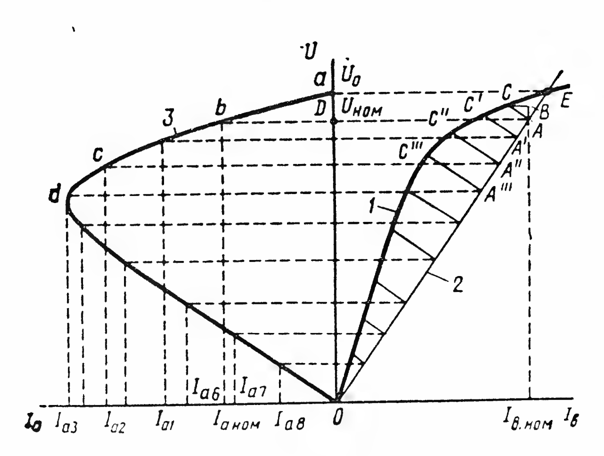


Рис. 6.9. Построение внешней характеристики генератора с параллельным возбуждением

грузки $R_н$ ток $I_н \approx I_a \approx U/R_н$ начинает уменьшаться, так как U падает быстрее, чем уменьшается $R_н$. Работа на этом участке внешней характеристики (рис. 6.8) неустойчива; машина переходит в режим работы, соответствующий точке $I_к$, т. е. в режим короткого замыкания.

Максимальный (критический) ток генератора с параллельным возбуждением зависит от тока возбуждения или, точнее, от сопротивления в контуре обмотки возбуждения. Это положение иллюстрирует рис. 6.10, где показаны внешние характеристики генератора,

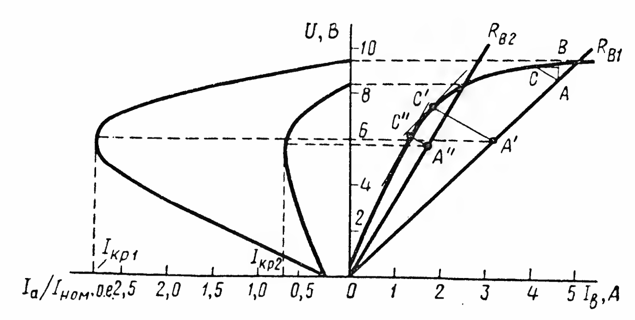


Рис. 6.10. Определение нагрузочной способности генератора с параллельным возбуждением

построенные при двух значениях сопротивления в цепи обмотки возбуждения. Максимальный ток нагрузки определяется следующим путем. Проводится прямая, параллельная вольт-амперной характеристике сопротивления в цепи обмотки возбуждения, касательная к характеристике холостого хода. Через точку касания C' проводится прямая, паралллельная гипотенузе CA характеристического треугольника, до пересечения в точке A' с вольт-амперной характеристикой сопротивления. Отрезок $A'C'$ является гипотенузой наибольшего характеристического треугольника, вследствие чего $A'C':AC = I_{кр}:I_н$.

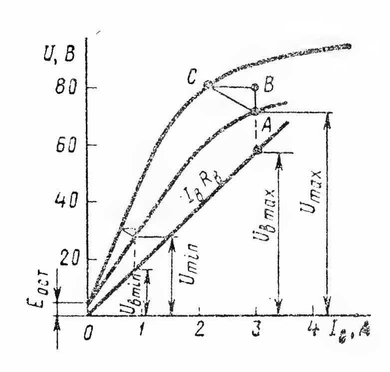


Рис. 6.11. Характеристика холостого хода и зависимость $U = f(I_в)$ для генератора, нагруженного на постоянное сопротивление

Отношение максимальных токов нагрузки при различных сопротивлениях в цепи возбуждения равно отношению максимальных гипотенуз $I_{кр1}:I_{кр2} = A'C':A''C''$. Следовательно, чем ближе вольт-амперная характеристика к прямолинейному участку характеристики холостого хода (где отсутствует насыщение), тем меньше нагрузочная способность генератора.

Регулировочная и нагрузочная характеристики генератора с параллельным возбуждением имеют такой же вид, как для генератора с независимым возбуждением. На практике довольно часто приходится применять генератор постоянного тока для питания индивидуальной нагрузки (например, обмотки возбуждения синхронного генератора), причем требуется регулирование тока нагрузки и выходного напряжения в широких пределах. В этом случае можно применить генератор с параллельным возбуждением, если в цепь возбуждения поставить специальный регулятор (например, импульсный), который может изменять напряжение на обмотке возбуждения, питаясь от якоря той же машины.

При наличии регулятора в цепи обмотки возбуждения напряжение на ней равно

$$U_в = \alpha U = I_в R_в, \qquad (6.6)$$

где U — напряжение на якоре генератора; α — коэффициент регулирования (коэффициент сигнала).

На рис. 6.11 показаны характеристики холостого хода и зависимость $U = f(I_в)$ для генератора, нагруженного на постоянное сопротивление. Для устойчивой работы генератора на ненасыщенной части характеристики нужно иметь обмотку возбуждения с сопротивлением, вольт-амперная характеристика которого должна проходить ниже кривой $U = f(I_в)$. Напряжение якоря на прямолинейной части характеристики можно представить в виде

$$U = E_{ост} + cI_в. \qquad (6.7)$$

Ток возбуждения из (6.6)

$$I_в = \alpha U / R_в. \qquad (6.8)$$

Подставляя значение $I_в$ из (6.8) в (6.7) и решая относительно U, получим

$$U = E'_{ост}/(1 - \alpha c / R_в), \qquad (6.9)$$

т. е. напряжение U является монотонной однозначной функцией коэффициента регулирования α, что обусловливает статическую устойчивость регулирования.

Значение тока нагрузки максимально при $\alpha = 1$, т. е. в режиме, соответствующем точке, в которой вольт-амперная характеристика сопротивления $R_в$ пересекается с кривой $U = f(I_в)$.

Устойчивая работа генератора с параллельным возбуждением на ненасыщенной части характеристики при наличии регулятора тока возбуждения возможна и в некоторых других случаях.

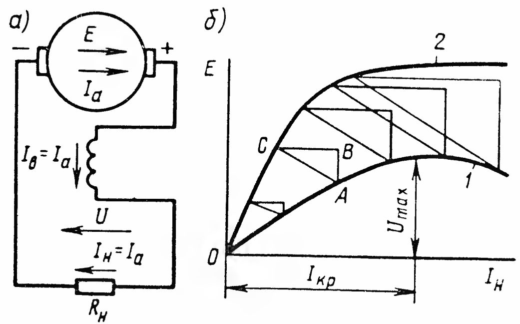


Рис. 6.12. Схема генератора с последовательным возбуждением (*а*) и его внешняя характеристика (*б*)

6.3. Генераторы с последовательным и смешанным возбуждением

В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 6.12, *а*) ток возбуждения $I_в = I_a = I_н$. Внешняя характеристика генератора (рис. 6.12, *б*, кривая *1*) может быть построена по характеристике холостого хода (кривая *2*) и реактивному треугольнику *ABC*, стороны которого изменяются пропорционально току $I_н$. При токах, меньших $I_{кр}$, с увеличением тока нагрузки возрастает магнитный поток Ф и ЭДС генератора *E*, вследствие чего увеличивается и его напряжение U. Только при очень больших токах $I_н > I_{кр}$ напряжение с ростом нагрузки уменьшается, так как в этом случае магнитная система машины насыщается и небольшое возрастание потока не может скомпенсировать увеличенное падение напряжения на внутреннем сопротивлении ΣR. Так как в генераторе с последовательным возбуждением напряжение сильно изменяется при изменении нагрузки, а при холостом ходе оно близко к нулю, то такие генераторы непригодны для питания большинства электрических потребителей. Используют их лишь при электрическом торможении двигателей с последовательным возбуждением, которые при этом переводятся в генераторный режим.

В генераторе со смешанным возбуждением (рис. 6.13, *а*) имеются две обмотки возбуждения: параллельная и последовательная. Согласное включение двух обмоток позволяет получить приблизительно постоянное напряжение генератора при изменении нагрузки. Внешняя характеристика генератора (рис. 6.13, *б*) в первом приближении может быть представлена в виде суммы характеристик, создаваемых каждой из обмоток возбуждения. При включении только одной параллельной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в1}$, напряжение генератора U постепенно уменьшается с ростом тока нагрузки $I_н$ (кривая *1*). При включении одной последовательной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в2}=I_н$, напряжение U возрастает с увеличением тока $I_н$ (кривая *2*). Подбирая число витков последовательной обмотки так, чтобы при номинальной нагрузке создаваемое ею напряжение $U_{посл}$ компенсировало суммарное падение напряжения ΔU при работе машины с одной только параллельной обмоткой, можно добиться, чтобы напряжение U при изменении тока нагрузки от нуля до $I_{ном}$ оставалось почти неизменным (кривая *3*). Практически оно изменяется в пределах 2...3%. Увеличивая число витков последовательной обмотки, можно получить характеристику, при которой $U_{ном}>U_0$ (кривая *4*); такая характеристика обеспечивает компенсацию падения напряжения не только во внутреннем сопротивлении ΣR генератора, но и в линии, соединяющей его с нагрузкой. Если последовательная обмотка включена так, что ее МДС направлена против МДС параллельной обмотки (встречное включение), то внешняя характеристика генератора при большем числе витков последовательной обмотки круто падает (кривая *5*). Встречное включение последовательной и параллельной обмоток возбуждения применяется в сварочных генераторах и других специальных машинах, где требуется ограничить ток короткого замыкания.

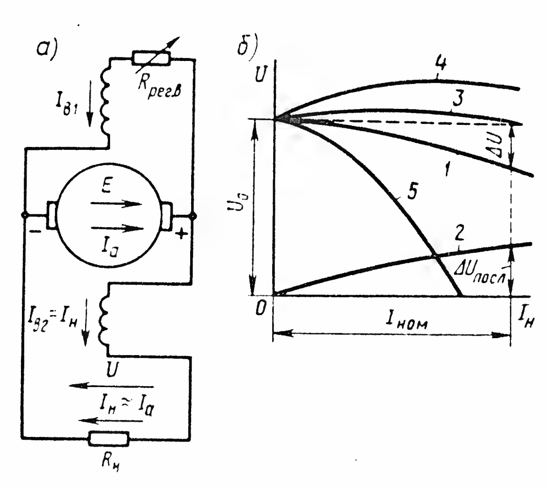


Рис. 6.13. Схема генератора со смешанным возбуждением (*а*) и его внешние характеристики (*б*)

Генераторы постоянного тока, выпускаемые отечественной промышленностью, имеют большей частью параллельное возбуждение. Обычно для улучшения внешней характеристики их снабжают небольшой последовательной обмоткой (один — три витка на полюс).

При необходимости такие генераторы можно включать и по схеме с независимым возбуждением. Генераторы с независимым возбуждением используют только при большой мощности, а также при малой мощности, но низком напряжении. В этих машинах независимо от значения напряжения на якоре обмотка возбуждения рассчитывается на стандартное напряжение постоянного тока 110 или 220 В с целью упрощения регулирующей аппаратуры.

6.4. Параллельная работа генераторов постоянного тока

Генератор с параллельным или независимым возбуждением. Рассмотрим параллельную работу генератора, имеющего параллельное или независимое возбуждение, с сетью бесконечно большой мощности, т. е. при условии, что напряжение сети $U=\text{const}$.

Для **подключения генератора** (рис. 6.14, *а*) **на параллельную работу с сетью** необходимо привести якорь генератора во вращение с номинальной частотой, проверить соответствие полярности щеток генератора и проводов сети и **установить такой ток возбуждения, при котором** напряжение генератора $U_{г0}=E_0$ равно напряжению сети U. При обеспечении этих условий включение генератора не сопровождается броском тока, так как $I_н=(U_{г0}-U)/\Sigma R$. Условие $U_{г0}=U$ проверяют с помощью нулевого вольтметра V.

Рис. 6.14. Схема подключения генератора с параллельным возбуждением к сети (*а*) и определение его тока нагрузки по внешним характеристикам (*б*)

Нагрузка генератора, подключенного к сети, регулируется изменением его ЭДС. Это можно сделать путем увеличения частоты вращения якоря или тока возбуждения. Удобнее, однако, воздействовать на ток возбуждения. Ток нагрузки $I_н\approx I_a$ при заданном токе возбуждения можно определить графически по внешним характеристикам генератора *1* и *2*, построенным при различных токах возбуждения (рис. 6.14, *б*). Например, при некотором токе возбуждения $I_{в1}$ (кривая *1*) равенство напряжений генератора $U_г$ и сети U имеет место в точке *A* при токе нагрузки $I_{н1}=0$. При токе возбуждения $I_{в2}$ внешняя характеристика генератора (кривая *2*) пересекается с линией $U=\text{const}$ в точке В, соответствующей некоторому установившемуся значению $I_{н2}$ тока нагрузки. Работа генератора в этой точке устойчива: при случайном

изменении тока нагрузки, а следовательно, и тока якоря на $\Delta I_н \approx \approx \Delta I_a$ возникает переходный процесс, для которого можно написать уравнение

$$u = e - i_н \sum R - L_a di_н/dt = u_г - L_a di_н/dt, \qquad (6.10)$$

где $u = U$ — мгновенное значение напряжения, сети; $i_н$ и e — мгновенные значения тока нагрузки и ЭДС генератора при переходном процессе; L_a — индуктивность цепи обмотки якоря; $u_г$ — мгновенное значение напряжения генератора.

Из (6.10) следует, что

$$di_н/dt = (u_г - u)/L_a. \qquad (6.11)$$

При случайном превышении тока нагрузки $I_{н2}$ напряжение генератора $u_г$ становится меньше напряжения сети u, следовательно, производная $di_н/dt$ отрицательна, т. е. ток нагрузки уменьшается, стремясь к установившемуся значению $I_{н2}$. При случайном уменьшении тока ниже $I_{н2}$ напряжение $U_г > U$, производная $di_н/dt > 0$ и ток нагрузки начнет возрастать до установившегося значения $I_{н2}$.

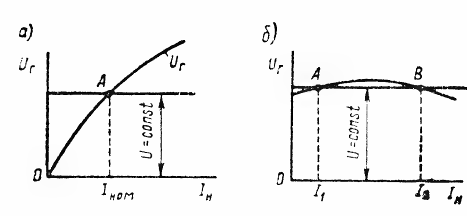


Рис. 6.15. Определение тока нагрузки при подключении к сети генераторов с последовательным и смешанным возбуждением

Генератор с последовательным возбуждением. Устойчиво работать параллельно с сетью он не может, так как его напряжение $U_г$ увеличивается при возрастании тока нагрузки $I_н$ (рис. 6.15, *а*). Поэтому при случайном отклонении тока якоря от некоторого установившегося значения $I_н$, при котором $U_г = U$ (точка *A*), машина сбрасывает нагрузку или переходит в режим работы, соответствующий очень большому току.

Генератор со смешанным возбуждением (рис. 6.15, *б*) имеет две точки пересечения с прямой $U = \text{const}$. Точка *A* соответствует неустойчивому режиму работы, а точка *B* — устойчивому. Однако и генератор со смешанным возбуждением для параллельной работы с сетью применяют редко, так как для него характерны броски тока при переходе из неустойчивого режима в устойчивый.

Иногда необходима параллельная работа двух одинаковых (или соизмеримой мощности) генераторов на общую нагрузку.

Для генераторов параллельного возбуждения этот случай не представляет каких-либо затруднений и регулирование нагрузки сходно с описанным выше.

Генераторы последовательного возбуждения могут работать на общую нагрузку только при соблюдении определенных условий. Если два генератора включены по схеме рис. 6.16, *а*, то они работают неустойчиво: малейшее увеличение тока одного генератора,

например I_{a1}, и уменьшение тока другого, например I_{a2}, приводит к тому, что ЭДС первого генератора возрастает, а второго уменьшается; вследствие этого ток одного генератора будет все более возрастать, а второго — уменьшаться, пока один генератор не возьмет всю нагрузку на себя, а другой генератор не перейдет в двигательный режим.

Для обеспечения устойчивой работы обмотки возбуждения генераторов соединяются уравнительным проводом (штриховая линия на рис. 6.16, *а*), в связи с чем токи в обмотках возбуждения обоих генераторов становятся равными $I_{в1}=I_{в2}=0{,}5(I_{a1}+I_{a2})$, а следовательно, равны и ЭДС генераторов независимо от случайных отклонений токов якорей.

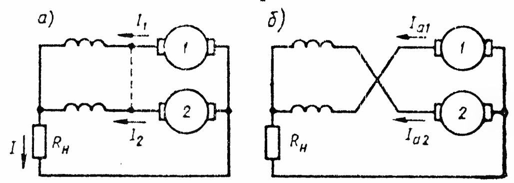


Рис. 6.16. Включение двух генераторов последовательного возбуждения на общую нагрузку:

а — обычная схема; *б* — перекрестное включение обмоток возбуждения

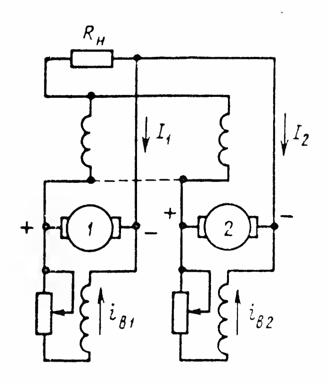


Рис. 6.17. Включение двух генераторов смешанного возбуждения на общую нагрузку

Недостаток схемы с уравнительным проводом заключается в том, что при значительном расстоянии между генераторами сопротивление уравнительного провода становится соизмеримым с сопротивлением обмотки возбуждения, что влияет на распределение нагрузки генераторов.

От этого недостатка свободна схема с перекрестным включением обмоток возбуждения (рис. 6.16, *б*). В этой схеме $I_{в1}=I_{a2}$ и $I_{в2}=I_{a1}$. Если по каким-либо причинам ток якоря одного генератора увеличится, а другого — уменьшится, то у них произойдет противоположное изменение токов возбуждения и ЭДС. Вследствие этого произойдет выравнивание токов якорей.

Два генератора смешанного возбуждения, включенные на общую нагрузку, также требуют уравнительного провода между последовательными обмотками возбуждения (рис. 6.17).

6.5. Гашение поля в генераторах

Наиболее характерным аварийным режимом генератора постоянного тока является внезапное короткое замыкание в цепи якоря. При этом происходит резкое увеличение тока якоря и расстройство коммутации машины. Из-под щеток вылетает сноп искр, представ-

ляющий раскаленные частицы щетки. После отключения автоматом места короткого замыкания на якоре машины резко возрастает напряжение по двум причинам:

а) отсутствует падение напряжения в якоре, так как ток становится равным нулю;

б) при резком уменьшении тока якоря возникает ЭДС самоиндукции, которая складывается с ЭДС вращения.

Эти причины могут вызвать появление кругового огня на коллекторе: возрастает напряжение между смежными коллекторными пластинами и из-за осколков щеток ухудшается «санитарное» состояние коллектора.

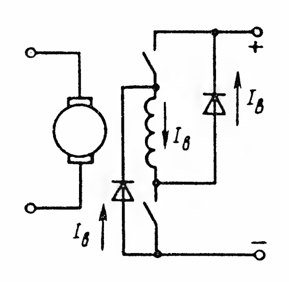


Рис. 6.18. Схема для ограничения перенапряжений при гашении поля

Возникший круговой огонь является внутренним коротким замыканием и существует до тех пор, пока существует ЭДС якоря. Важно подчеркнуть, что автомат защиты в данном случае не может прекратить круговой огонь, каким бы быстродействующим он ни был. Единственное средство для уменьшения повреждений от кругового огня — «гашение поля», т. е. уменьшение магнитного потока. Быстродействующий выключатель в цепи обмотки возбуждения не может полностью решить вопрос, так как из-за большой индуктивности обмотки возбуждения возможно появление перенапряжений и повреждение изоляции.

Быстрое уменьшение тока возбуждения с ограничением уровня напряжения возможно при использовании схемы, представленной на рис. 6.18.

Разрыв цепи обмотки возбуждения производится двухполюсным выключателем, а для снятия перенапряжений установлены два полупроводниковых диода. После отключения автомата ток в обмотке возбуждения продолжает проходить по ней в прежнем направлении, но через диоды он отдается в сеть, от которой питалась обмотка возбуждения. Таким образом, напряжение сети направлено встречно к току возбуждения и ток быстро уменьшается до нуля, после чего прекращается, так как его протеканию препятствуют диоды.

Приближенно время спада тока до нуля можно определить из уравнения

$$U_в + i_в R_в + L_в di_в/dt = 0, \tag{6.12}$$

которое справедливо после размыкания контактов быстродействующего автомата. При постоянных значениях $U_в$ и $L_в$ решение уравнения (6.12) имеет вид

$$i_в = -\frac{U_в}{R_в}\left(1 - 2e^{(-R_в/L_в)t}\right). \tag{6.13}$$

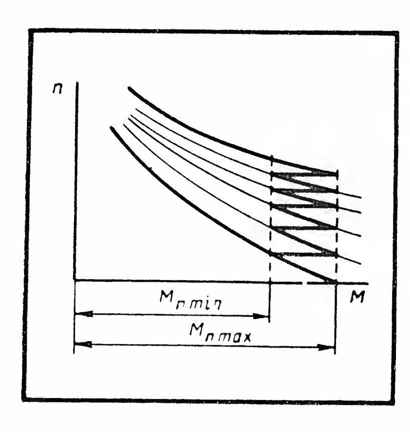
Полагая $i_в=0$ и решая относительно t, получим

$$\boxed{t=(L_в/R_в)\ln 2\approx 0{,}7L_в/R_в.} \qquad (6.14)$$

Более точно определить время гашения поля, с учетом нелинейности кривой намагничивания и действия вихревых токов, можно одним из численных методов расчета с применением ЭВМ.

Вопросы для самопроверки

1. Назовите типы генераторов постоянного тока.
2. Почему напряжение генератора с независимым возбуждением уменьшается при увеличении нагрузки?
3. Как регулируется напряжение генератора постоянного тока?
4. Как построить характеристику холостого хода генератора?
5. Что такое «характеристический треугольник»?
6. Каковы условия самовозбуждения генератора постоянного тока?
7. Почему внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением располагается ниже, чем у того же генератора при независимом возбуждении?
8. Чем определяется установившийся ток короткого замыкания генератора с параллельным возбуждением?
9. Почему очень редко применяется генератор с последовательным возбуждением?
10. Когда применяется генератор со смешанным возбуждением в режиме противовключения?
11. Как производится подключение генератора на параллельную работу с сетью?
12. Почему генератор с последовательным возбуждением не может устойчиво работать параллельно с сетью?
13. Как обеспечить устойчивость параллельной работы двух генераторов с последовательным возбуждением?
14. Почему низковольтные и высоковольтные генераторы делаются с независимым возбуждением?



7

Электродвигатели постоянного тока

Двигатели постоянного тока обладают хорошими регулировочными свойствами: изменение их частоты вращения достигается более простыми средствами, чем в двигателях переменного тока. Поэтому двигатели постоянного тока широко применяются в сложных системах электропривода, где требуется регулирование скорости. В связи с интенсивной автоматизацией промышленности и транспорта потребность в двигателях постоянного тока увеличивается и темп роста их выпуска выше, чем в среднем по электрическим машинам.

7.1. Основные уравнения электрической машины в режиме двигателя

Машина постоянного тока с независимым или параллельным возбуждением, подключенная к сети с постоянным напряжением U, может работать как в генераторном, так и в двигательном режимах и переходить из одного режима в другой.

Для контура «обмотка якоря — сеть» можно, согласно второму закону Кирхгофа, написать уравнение

$$\boxed{E-U=I_a\sum R,} \tag{7.1}$$

откуда

$$\boxed{I_a=(E-U)/\sum r.} \tag{7.2}$$

Если $E>U$, то ток I_a совпадает по направлению с ЭДС E и машина работает в генераторном режиме (рис. 7.1, *а*). При этом электромагнитный момент M противоположен направлению вращения n, т. е. является тормозным. Уравнение (7.1) для генераторного режима может быть записано в виде $U=E-I_a\Sigma R$. Если же $E<U$, то ток

I_a направлен против ЭДС E и входит в уравнение (7.2) с обратным знаком. В соответствии с этим меняет свой знак и электромагнитный момент M — он действует по направлению вращения n. При этом машина работает в двигательном режиме (рис. 7.1, *б*) и уравнение (7.1) принимает вид

$$\boxed{U = E + I_a \sum R,} \tag{7.3}$$

если за положительное направление тока I_a для двигательного режима принять его направление, встречное к ЭДС E.

Таким образом, генераторы с независимым и параллельным возбуждением, подключенные к сети с напряжением U, самопроизвольно переходят в двигательный режим, если их ЭДС E становится меньше напряжения сети U. Точно так же рассматриваемые двигатели самопроизвольно переходят в генераторный режим, когда их ЭДС E становится больше U.

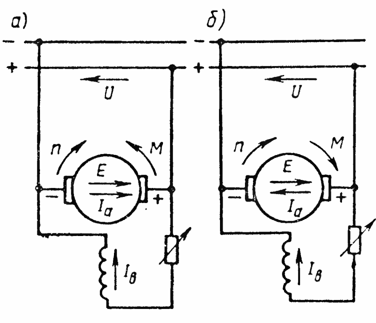


Рис. 7.1. Направление тока I_a, ЭДС E и электромагнитного момента M при работе машины в генераторном (*а*) и двигательном (*б*) режимах

При работе машины постоянного тока в двигательном режиме ЭДС E и вращающий момент M определяют теми же формулами, что и для генератора:

$$E = c_e \Phi n, \tag{7.4}$$

$$M = c_M \Phi I_a, \tag{7.5}$$

но момент имеет противоположное направление. Из (7.3) и (7.4) можно получить формулу для определения частоты вращения:

$$\boxed{n = E/c_e\Phi = \left(U - I_a \sum R\right) \Big/ c_e\Phi.} \tag{7.6}$$

Свойства двигателей постоянного тока, как и генераторов, в основном определяются способом питания обмотки возбуждения. В связи с этим различают двигатели с параллельным, независимым, последовательным и смешанным возбуждением. Схемы включения двигателей отличаются от схем включения соответствующих генераторов только наличием пускового реостата в цепи якоря, который вводится для ограничения тока при пуске.

В **двигателе с параллельным возбуждением** (рис. 7.2, *а*) обмотка возбуждения подключена параллельно с обмоткой якоря к сети. В цепь обмотки возбуждения включен регулировочный реостат $R_{\text{рег.в}}$, а в цепь якоря — пусковой реостат $R_{\text{п}}$. Характерной особенностью двигателя является то, что ток возбуждения $I_{\text{в}}$ не зависит

от тока якоря I_a (тока нагрузки), так как питание обмотки возбуждения эквивалентно независимому:

$$I_в = U/(R_в - R_{рег.в}). \tag{7.7}$$

При отсутствии регулирования, т. е. при неизменном сопротивлении в цепи обмотки возбуждения, ток возбуждения $I_в$ постоянен. Поэтому, пренебрегая размагничивающим действием реакции якоря, можно считать, что и магнитный поток Ф двигателя не зависит

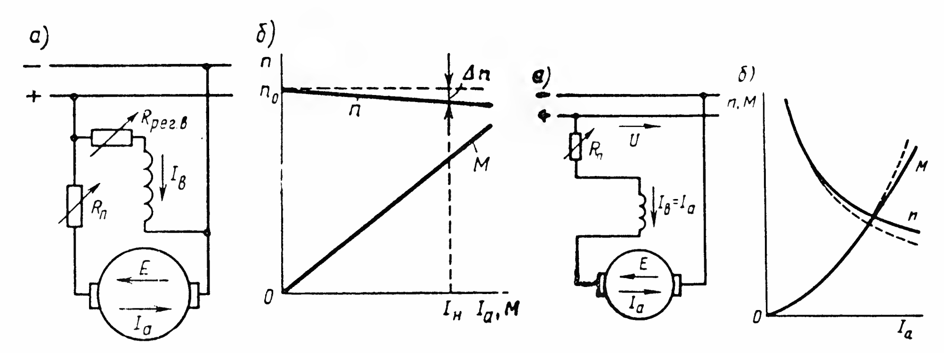


Рис. 7.2. Схема двигателя с параллельным возбуждением (*а*) и зависимости его момента и частоты вращения от тока якоря (*б*)

Рис. 7.3. Схема двигателя с последовательным возбуждением (*а*), зависимости его момента и частоты вращения от тока якоря (*б*)

от нагрузки. При этом условии моментная характеристика двигателя $M = f(I_a)$ прямолинейна и проходит через начало координат:

$$\boxed{M = c_M \Phi I_a = k_1 I_a,} \tag{7.8}$$

где $k_1 = \Phi c_M = \text{const}$.

Линейна и скоростная характеристика двигателя $n = f(I_a)$:

$$\boxed{n = \left(U - I_a \sum R\right) / c_e\Phi = n_0 - \Delta n,} \tag{7.9}$$

где $n_0 = U/c_e\Phi$ — частота вращения при холостом ходе; $\Delta n = I_a \Sigma R / c_e \Phi$ — изменение частоты вращения, обусловленное возрастанием тока нагрузки.

Уменьшение частоты вращения при номинальной нагрузке $\Delta n_{ном}$ невелико и составляет всего 3 ... 5% от n_0 (рис. 7.2, *б*). Это объясняется малым падением напряжения в обмотках в цепи якоря.

В **двигателе с последовательным возбуждением** (рис. 7.3, *а*) ток возбуждения равен току якоря $I_в = I_a$, поэтому магнитный поток Ф является функцией тока якоря I_a. Характер этой функции изменяется в зависимости от нагрузки двигателя. При токе якоря $I_a < (0{,}8 \dots 0{,}9) I_{ном}$, когда магнитная система машины не насыщена, $\Phi = k_\Phi I_a$.

При ненасыщенной магнитной системе моментная характеристика имеет вид квадратичной параболы:

$$\boxed{M = c_M \Phi I_a = c_M k_\Phi I_a^2 = k_2 I_a^2,} \tag{7.10}$$

а скоростная характеристика — вид гиперболы (штриховые линии на рис. 7.3, *а*):

$$n = \left(U - I_a \sum R\right) / c_e \Phi = U / c_e k_\Phi I_a - \sum R / c_e k_\Phi = k_3 U / I_a - k_4. \tag{7.11}$$

При больших токах начинает сказываться насыщение магнитной системы и изменение момента и скорости замедляется (сплошные линии на рис. 7.3, *б*).

В двигателе со смешанным возбуждением (рис. 7.4, *а*) магнитный поток Ф создается в результате совместного действия двух обмоток возбуждения — параллельной и последовательной. Поэтому его скоростная характеристика (рис. 7.4, *б*, кривые *3* и *4*) располагается между характеристиками двигателей с параллельным (прямая *1*) и последовательным (кривая *2*) возбуждениями. В зависимости от соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток при номинальном режиме можно приблизить характеристику двигателя со смешанным возбуждением к характеристике *1* (при малой МДС последовательной обмотки) или к характеристике *2* (при малой МДС параллельной обмотки). Таким образом, характеристики двигателя со смешанным возбуждением являются промежуточными между характеристиками двигателей с параллельным и последовательным возбуждением, причем по желанию можно выполнить двигатель с любой промежуточной характеристикой.

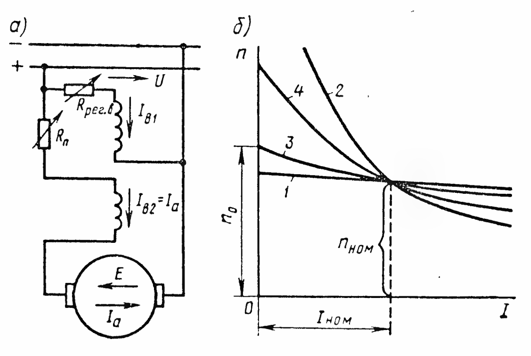


Рис. 7.4. Схема двигателя со смешанным возбуждением (*а*) и его скоростные характеристики (*б*)

Двигатели со смешанным возбуждением из-за наличия в них двух обмоток возбуждения, изолированных друг от друга, сложнее в изготовлении и дороже, чем двигатели с параллельным и последовательным возбуждением.

7.2. Механические характеристики двигателей

Механические характеристики $n = f(M)$, показывающие связь между частотой вращения и моментом,— основные характеристики двигателей.

В двигателе с параллельным возбуждением $M = k_1 I_a$ и поэтому уравнение скоростной характеристики можно легко преобразовать в уравнение механической характеристики:

$$n = \left(U - I_a \sum R\right) \Big/ (c_e \Phi) = \left(U - M \sum R/k_1\right) \Big/ (c_e \Phi) =$$

$$= n_0 - M \sum R/(k_1 c_e \Phi), \qquad (7.12)$$

т. е. скоростная характеристика превращается в механическую путем изменения масштаба по оси абсцисс (рис. 7.5, кривая *1*).

Для ненасыщенного двигателя с последовательным возбуждением, согласно (7.10),

$$I_a = \sqrt{M/k_2},$$

вследствие чего

$$n = \frac{U - I_a \sum R}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e k_\Phi I_a} - \frac{\sum R}{c_e k_\Phi} =$$

$$= \frac{k_3 U}{\sqrt{M/k_2}} - k_4 = \frac{k_5 U}{\sqrt{M}} - k_4. \qquad (7.13)$$

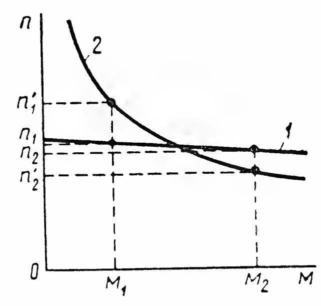


Рис. 7.5. Механические характеристики двигателей постоянного тока

1 — для двигателя с параллельным возбуждением, *2* — для двигателя с последовательным возбуждением

Механическая характеристика, построенная по формуле (7.13), показана на рис. 7.5 (кривая *2*).

Сравнение механических характеристик, изображенных на рис. 7.5, показывает, что при изменении момента сопротивления на валу двигателя параллельного возбуждения со значения M_1 до M_2 скорость двигателя меняется незначительно. Такая характеристика называется *жесткой*. У двигателя с последовательным возбуждением при таком же изменении нагрузки на валу (от M_1 до M_2) скорость изменяется значительно — примерно в 1,5 раза. Такую характеристику называют *мягкой*.

Вид механической характеристики определяет устойчивость работы двигателя под нагрузкой. Анализ устойчивости работы проводят исходя из уравнения механики о равенстве моментов, приложенных к валу:

$$\boxed{M = M_{\text{ст}} + J d\omega/dt,} \qquad (7.14)$$

где $M_{\text{ст}}$ — статический момент нагрузки (учитывающий внутренние силы торможения); J — полярный момент инерции вращающихся масс; ω — угловая скорость.

На рис. 7.6 показаны типичные зависимости статического момента от угловой скорости:

а) кривая *1* — увеличение момента с увеличением скорости, примерно по закону $M_{ст}=C\omega^2$; типично для вентиляторов, насосов;

б) кривая *2* — уменьшение момента с увеличением скорости, примерно по закону $M_{ст}=A-B\omega^{\alpha}$; типично для транспортеров, бетономешалок, прокатных станов;

в) кривая *3* — момент почти не зависит от скорости; типично для грузоподъемных механизмов, тяговых двигателей.

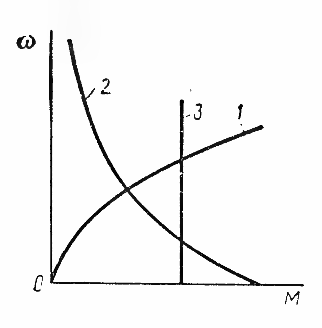


Рис. 7.6. Типичные кривые $M_{ст}=f(n)$

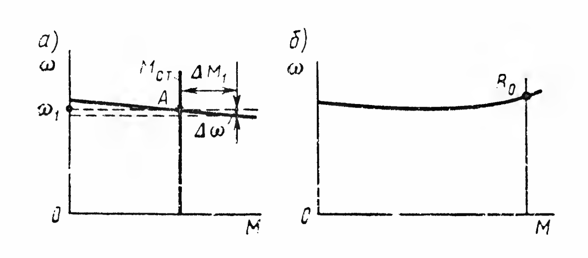


Рис. 7.7. Анализ устойчивости работы двигателя с параллельным возбуждением:

а — обычная характеристика двигателя, *б* — характеристика при сильном размагничивающем действии реакции якоря

Исследуем устойчивость работы двигателя параллельного возбуждения при постоянном статическом моменте. Длительная работа определяется условием

$$M=M_{ст}, \qquad (7.15)$$

т. е. отсутствием изменения скорости — $d\omega/dt=0$. Этот режим соответствует точке пересечения механической характеристики двигателя с кривой статического момента (точка *A* на рис. 7.7). Пусть на двигатель, работающий в точке *A*, подействовала какая-то кратковременная сила, приведшая к небольшому снижению скорости. При этом вращающий момент двигателя возрастает и возникает избыточный ускоряющий момент ΔM_1, который приводит к увеличению скорости

$$\Delta M_1=M-M_{ст}=J d\omega/dt, \qquad (7.16)$$

вследствие чего устанавливается исходный режим, соответствующий точке *A*.

Если кратковременная внешняя сила увеличивает скорость двигателя, то электромагнитный момент становится меньше статического, вследствие чего ротор замедляет вращение и возвращается в исходную точку *A*. Таким образом, работа двигателя в точке *A* устойчива: случайные причины, вызывающие небольшие отклонения от установившегося режима, не вызывают больших изменений в

режиме работы, и после того, как эти причины исчезают, двигатель сам возвращается в исходный режим.

Аналогично считая, что имеются кратковременные небольшие возмущения, можно доказать, что двигатель с параллельным возбуждением, имеющий падающую механическую характеристику, работает устойчиво и при других типичных нагрузках. Математически условие устойчивости работы двигателя записывается в виде

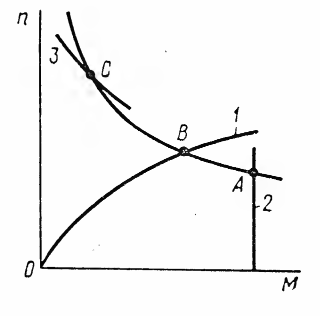


Рис. 7.8. Анализ устойчивости двигателя с последовательным возбуждением

$$\partial M/\partial n < \partial M_{ст}/\partial n, \tag{7.17}$$

что на практике сводится к требованию, чтобы с увеличением скорости вращающий момент двигателя уменьшался.

В мощных двигателях с параллельным возбуждением падение напряжения в цепи якоря мало и иногда механическая характеристика имеет вид, показанный на рис. 7.7, *б*: при больших токах якоря размагничивающее действие реакции якоря настолько сильно, что скорость двигателя с увеличением нагрузки (статического момента и тока) возрастает. На этом участке, в точке *B* (рис. 7.7, *б*) работа двигателя неустойчива; например, малейшее увеличение скорости приводит к возрастанию момента двигателя, еще большему увеличению скорости и т. д. Иногда в мощных двигателях делают «легкую» последовательную обмотку, имеющую 1...3 витка, для компенсации размагничивающего действия поперечной реакции якоря, благодаря чему механическая характеристика становится падающей, т. е. исключается область неустойчивой работы.

Двигатель последовательного возбуждения устойчиво работает с «вентиляторной» (кривая *1* на рис. 7.8) и постоянной нагрузкой. Однако при нагрузке, характерной для транспортеров и мельниц (кривая *3* на рис. 7.8), его работа может быть неустойчивой: машина либо разовьет недопустимую скорость, либо перейдет в режим перегрузки. Вообще двигатель с последовательным возбуждением не применяется в тех случаях, когда нагрузка на валу может быть малой и двигатель может «идти вразнос», т. е. превышать допустимую скорость.

Выше рассматривались двигатели без регулирования и их естественная реакция на изменяющиеся условия работы.

При наличии автоматического регулирования происходит искусственное *формирование механических характеристик* и диапазон устойчивой работы двигателей иногда определяется иначе. Однако и в системах автоматического регулирования предпочтительна работа на устойчивой части характеристик, так как это улучшает переходные процессы и удешевляет систему управления.

7.3. Пуск в ход и регулирование скорости

При пуске в ход двигателя:

1) пусковой момент двигателя должен быть достаточным;
2) ток не должен быть чрезмерным;
3) операции пуска должны быть возможно более простыми.

Кроме того, часто предъявляются и другие требования, обусловленные спецификой электропривода, например: плавность пуска (для транспорта), наличие дистанционного управления, простота автоматизации, высокий КПД двигателя при пуске и т. д.

Из основного уравнения для цепи якоря двигателя

$$U = E + I_a \sum R = c_e \Phi n + I_a \sum R$$

следует, что ток якоря зависит от частоты вращения

$$\boxed{I_a = (U - c_e \Phi n) / \sum R.} \qquad (7.18)$$

Поэтому при прямом пуске, который начинается при $n=0$, следует опасаться большого броска тока $I_п = U/\Sigma R$, так как сумма сопротивлений в цепи якоря невелика.

Более распространены способы пуска в ход, при которых пусковой ток ограничивается либо введением реостата $R_д$ в цепь якоря, либо уменьшением питающего напряжения.

Последние два способа, как это видно из уравнения

$$\boxed{n = \left[U - I_a \left(\sum R + R_д\right)\right] / (c_e \Phi),} \qquad (7.19)$$

могут применяться и для регулирования частоты вращения двигателя, если реостат выбран достаточно мощным. Поэтому при использовании этих способов пуск в ход и регулирование скорости рассматриваются совместно.

Прямой пуск. Обычно в двигателях постоянного тока падение напряжения $I_{ном} \Sigma R$ во внутреннем сопротивлении цепи якоря составляет 5...10% от $U_{ном}$, поэтому при прямом пуске ток якоря $I_п = U_{ном}/\Sigma R = (10 \ldots 20) I_{ном}$, что создает опасность поломки вала машины и вызывает сильное искрение под щетками. По этой причине прямой пуск применяют в основном для двигателей малой мощности (до нескольких сотен ватт), в которых ΣR относительно велико, и лишь в отдельных случаях — для двигателей с последовательным возбуждением мощностью в несколько киловатт. При прямом пуске таких двигателей $I_п = (4 \ldots 6)\, I_{ном}$.

Переходный процесс изменения частоты вращения n и тока якоря i_a в процессе пуска определяется нагрузкой двигателя и его электромеханической постоянной времени T_M. Характер изменения n и i_a при пуске двигателя с параллельным возбуждением определяется из уравнений:

$$U = c_e \Phi n + i_a \sum R, \qquad (7.20)$$

$$M = c_M \Phi i_a = J \frac{d\omega}{dt} + M_{\text{н}} = J \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt} + M_{\text{н}}, \qquad (7.21)$$

где J — момент инерции вращающихся масс электродвигателя и сочлененного с ним производственного механизма; $M_{\text{н}}$ — тормозной момент, создаваемый нагрузкой.

Из (7.21) определяем ток якоря

$$i_a = \frac{2\pi J}{60 c_M \Phi} \frac{dn}{dt} + \frac{M_{\text{н}}}{c_M \Phi}. \qquad (7.22)$$

Подставляя его значение в (7.20), получаем

$$U = c_e \Phi n + \frac{2\pi J \sum R}{60 c_M \Phi} \frac{dn}{dt} + \frac{M_{\text{н}} \sum R}{c_M \Phi}, \qquad (7.23)$$

$$dn/dt + n/T_M = (n_0 - \Delta n_{\text{н}})/T_M = n_{\text{н}}/T_M, \qquad (7.24)$$

где $n_0 = U/(c_e \Phi)$ — частота вращения при идеальном холостом ходе; $\Delta n_{\text{н}} = M_{\text{н}} \sum R/(c_M c_e \Phi^2) = I_{\text{н}} \sum R/(c_e \Phi)$ — уменьшение частоты вращения при переходе от холостого хода к нагрузке; $n_{\text{н}} = n_0 - \Delta n$ — установившаяся частота вращения при нагрузке двигателя; $T_M = 2\pi J \Sigma R/(60 c_M c_e \Phi^2)$ — электромеханическая постоянная времени, определяющая скорость протекания переходного процесса.

При этом $I_{\text{н}} = M_{\text{н}}/(c_M \Phi)$ — установившийся ток якоря после окончания процесса пуска, определяемый нагрузочным моментом $M_{\text{н}}$.

Решая уравнение (7.24), получаем

$$n = n_{\text{н}} + A e^{-t/T_M}. \qquad (7.25)$$

Постоянная интегрирования A находится из начальных условий: при $t = 0$; $n = 0$ и $A = -n_{\text{н}}$. В результате

$$\boxed{n = n_{\text{н}} \left(1 - e^{-t/T_M}\right).} \qquad (7.26)$$

Из (7.24) и (7.26) следует

$$dn/dt = (n_{\text{н}} - n)/T_M = (n_{\text{н}}/T_M) e^{-t/T_M}. \qquad (7.27)$$

Подставив в (7.22) выражения (7.27) и учитывая, что $n_{\text{н}} = n_0 - \Delta n$, определим

$$i_a = \frac{(n_0 - \Delta n_{\text{н}}) 2\pi J}{60 c_M \Phi T_M} e^{-t/T_M} + \frac{M_{\text{н}}}{c_M \Phi}. \qquad (7.28)$$

Учитывая выражения для $\Delta n_н$, n_0, T_M и $M_н/(c_M\Phi)$, получим

$$i_a=(I_{нач}-I_н)\,e^{-t/T_M}+I_н, \tag{7.29}$$

где $I_{нач}=U/\Sigma R$ — начальный пусковой ток.

На рис. 7.9 приведены зависимости изменения тока якоря и частоты вращения (в относительных единицах) при прямом пуске двигателя с параллельным возбуждением. За время переходного про-

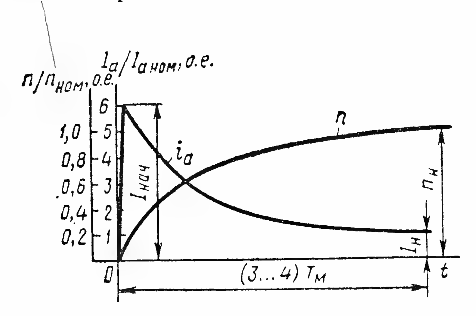


Рис. 7.9. Диаграмма изменения тока и частоты вращения двигателя с параллельным возбуждением при прямом пуске

Рис. 7.10. Скоростные характеристики двигателя с параллельным возбуждением при наличии реостата в цепи якоря

цесса при пуске $(3\ldots4)T_M$ частота вращения n достигает $(0{,}95\ldots0{,}98)$ от установившегося значения $n_н$, ток якоря I_a также приближается к установившемуся значению.

Включение реостата в цепь якоря. При включении реостата в цепь якоря частота вращения с ростом нагрузки уменьшается более резко, чем при работе двигателя без реостата:

$$n=\frac{U-I_a(R+R_д)}{c_e\Phi}=n_0-\Delta n_р. \tag{7.30}$$

Это наглядно показано на рис. 7.10, где приведены характеристики двигателя с параллельным возбуждением: *1* — естественная (при $R_д=0$); *2* — реостатная (при $R_д>0$). Частоты вращения при холостом ходе для обеих характеристик равны, в то время как значения уменьшения частоты вращения Δn при нагрузке различны. При одном и том же токе якоря

$$\Delta n/\Delta n_р=\sum R/(\sum R+R_д). \tag{7.31}$$

Чем больше добавочное сопротивление $R_д$, тем быстрее падает частота вращения при увеличении нагрузки.

Механические характеристики $n=f(M)$ двигателя с параллельным возбуждением могут быть получены из скоростных характери-

стик $n=f(I_a)$ изменением масштаба по оси абсцисс, так как для двигателя этого типа

$$M=c_M\Phi I_a=k_1 I_a,$$

т. е. момент пропорционален току якоря.

Способ регулирования скорости с помощью реостата, включенного в цепь якоря, требует сравнительно простого оборудования и поэтому часто применяется при пуске двигателя.

Рассмотрим процесс реостатного пуска на примере двигателя с параллельным возбуждением. В начальный момент пуска при $n=0$

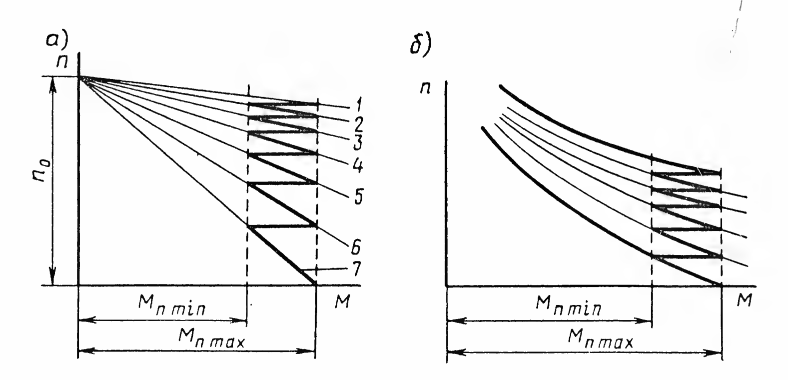


Рис. 7.11. Диаграмма изменения тока при реостатном пуске двигателей с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) возбуждением

ток $I_П=U/(\Sigma R+R_П)$ и максимальное сопротивление пускового реостата $R_П$ подбирается так, чтобы пусковой ток для машин большой и средней мощности составлял $I_П=(1{,}4...1{,}8)I_{ном}$, а для машин малой мощности $I_П=(2{,}0...2{,}5)I_{ном}$. При этом двигатель развивает максимальный пусковой момент, а механическая характеристика имеет наибольший наклон (рис. 7.11, *а*).

Сопротивление регулировочного реостата $R_{рег.в}$ при пуске делается минимальным, чтобы ток возбуждения $I_в$ и поток двигателя были максимальными.

По мере разгона момент двигателя уменьшается, так как с увеличением частоты вращения растет ЭДС E и уменьшается ток двигателя $I_a=(U-E)/(\Sigma R+R\ \ )$. При достижении некоторого значения $M\ \ _{min}$ сопротивление пускового реостата уменьшается, вследствие чего момент снова возрастает до $M\ \ _{max}$. При этом двигатель переходит на работу по реостатной характеристике *6* и разгоняется до достижения $M\ \ _{min}$. Таким образом, уменьшая постепенно сопротивление пускового реостата, осуществляют разгон двигателя по отдельным отрезкам реостатных характеристик *7, 6, 5, 4, 3* и *2* (жирные линии на рис. 7.11, *а*) до выхода на естественную характеристику *1*. Средний вращающий момент при пуске $M_{П.\ ср}=$

$=0{,}5(M_{\text{П}\max}+M_{\text{П}\min})$, вследствие чего двигатель разгоняется с некоторым постоянным ускорением. Таким же образом пускается в ход двигатель с последовательным возбуждением (рис. 7.11, *б*). Число ступеней пускового реостата зависит от жесткости естественной характеристики и требований, предъявляемых к плавности пуска (допустимой разности $(M_{\text{П}\max}-M_{\text{П}\min})$.

Операции пуска в ход могут быть автоматизированы (для двигателей большой мощности). Тогда вывод ступеней реостата производится под контролем токового реле: уменьшение сопротивления производится в тот момент, когда ток двигателя уменьшается до значения, соответствующего минимальному моменту $M_{\text{П}\min}$.

Если пуск производится вручную, то ступени реостата выводят, ориентируясь на показания амперметра, включенного в цепь якоря, и стараются поддерживать средний ток при пуске примерно постоянным. Конечно, это возможно, если двигатель нагружен и момент инерции на его валу большой. Если производится пуск ненагруженного двигателя, то уже на первой ступени, т. е. при максимальном пусковом сопротивлении, он достигает скорости, близкой к режиму холостого хода, и дальнейшее выведение ступеней реостата мало влияет на ток двигателя.

Основным недостатком данного способа регулирования является возникновение больших потерь энергии в реостате, особенно при низких частотах вращения. Последнее видно из соотношения

$$\Delta n/n_0=[I_a(\sum R+R_{\text{д}})]/U=[I_a^2(\sum R+R_{\text{д}})]/UI_a=\Delta P/P_1, \quad (7.32)$$

где ΔP — потери в цепи якоря; P_1 — мощность, подведенная к якорю.

Решая уравнение (7.32) относительно ΔP, получим

$$\boxed{\Delta P=P_1\Delta n/n_0=P_1(n_0-n)/n_0,} \quad (7.33)$$

т. е. потери линейно возрастают с уменьшением частоты вращения якоря.

Данный способ позволяет только уменьшать частоту вращения по сравнению с частотой при естественной характеристике. Иногда важно то, что при включении в цепь якоря значительного сопротивления характеристики двигателя становятся крутопадающими (мягкими), вследствие чего небольшие изменения нагрузочного момента приводят к большим изменениям частоты вращения.

Изменение напряжения на зажимах якоря. При различных напряжениях U_1 и U_2 на зажимах якоря частоты вращения определяются соответственно формулами:

$$\begin{aligned} n_1&=(U_1-I_a\sum R)/(c_e\Phi)=U_1/(c_e\Phi)-I_a\sum R/(c_e\Phi)=n_{01}-\Delta n_1,\\ n_2&=(U_2-I_a\sum R)/(c_e\Phi)=U_2/(c_e\Phi)-I_a\sum R/(c_e\Phi)=n_{02}-\Delta n_2. \end{aligned} \quad (7.34)$$

В двигателе с параллельным возбуждением частота вращения холостого хода изменяется пропорционально изменению напряжения:

$$\boxed{n_{02}/n_{01}=U_2/U_1,} \tag{7.35}$$

а изменение частоты вращения при одинаковой нагрузке остается тем же:

$$\boxed{\Delta n_1=\Delta n_2.} \tag{7.36}$$

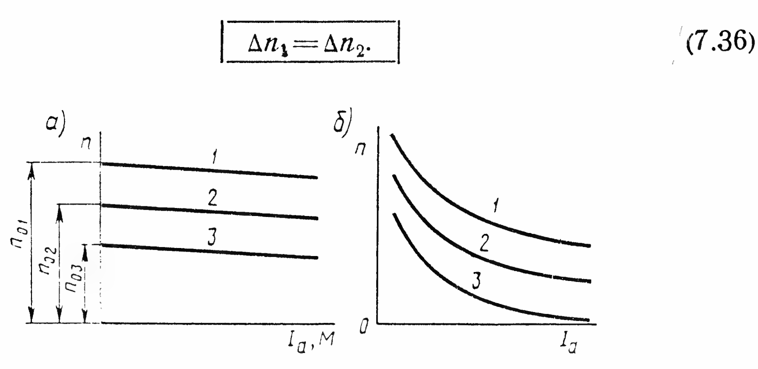


Рис. 7.12. Скоростные характеристики двигателей с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) возбуждением при различных напряжениях на якоре

В связи с этим скоростные характеристики $n=f(I_a)$ двигателя с параллельным возбуждением представляют собой семейство параллельных прямых *1*, *2* и *3* (рис. 7.12, *а*).

Механические характеристики $n=f(M)$ получаются из скоростных простым изменением масштаба по оси абсцисс, так как момент пропорционален току якоря.

Скоростные и механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением строятся в основном аналогично (рис. 7.12, *б*).

Регулирование частоты вращения двигателя путем изменения напряжения на зажимах якоря обычно ведут «вниз», т. е. уменьшают напряжение и частоту вращения по сравнению с номинальными. Данный способ позволяет произвести безреостатный пуск двигателя, что в некоторых случаях дает ощутимую экономию электроэнергии из-за ликвидации потерь в пусковых сопротивлениях.

Однако требуется устройство для регулирования напряжения на якоре, которое получается довольно сложным и дорогим. Поэтому пуск двигателя при пониженном напряжении производится только в тех случаях, когда требуется часто производить пуск, либо когда источник переменного напряжения необходим для регулирования скорости двигателя.

Изменение магнитного потока двигателя. Чтобы изменить магнитный поток, необходимо регулировать ток возбуждения двигате-

ля. При различных магнитных потоках Φ_1 и Φ_2 часто́ты вращения

$$n_1=(U-I_a\sum R)/(c_e\Phi_1)=U/(c_e\Phi_1)-I_a\sum R/(c_e\Phi_1)=n_{01}-\Delta n_1,$$

$$n_2=(U-I_a\sum R)/(c_e\Phi_2)=U/(c_e\Phi_2)-I_a\sum R/(c_e\Phi_2)=n_{02}-\Delta n_2.$$

В двигателе с параллельным возбуждением, например, частота вращения при холостом ходе изменяется обратно пропорционально магнитному потоку:

$$\boxed{n_{02}/n_{01}=\Phi_1/\Phi_2,} \qquad (7.37)$$

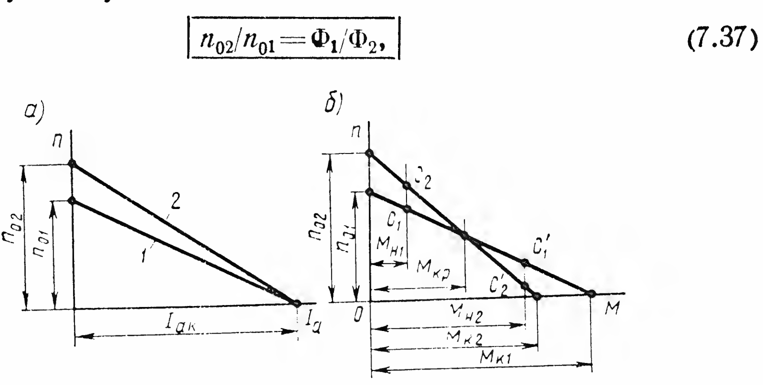


Рис. 7.13. Скоростные (*а*) и механические (*б*) характеристики двигателя с параллельным возбуждением при разных значениях магнитного потока

т. е. при уменьшении магнитного потока частота n_0 возрастает. Так же возрастает падение частоты вращения Δn

$$\boxed{\Delta n_2/\Delta n_1=\Phi_1/\Phi_2,} \qquad (7.38)$$

вследствие чего скоростные характеристики двигателя при различных магнитных потоках не параллельны (рис. 7.13, *а*). Эти характеристики пересекаются при частоте вращения, равной нулю, так как в данном случае $E=c_e\Phi n=0$ и ток не зависит от потока:

$$I_{a\,к}=U/\sum R, \qquad (7.39)$$

где ток $I_{a\,к}$ при $n=0$ — ток короткого замыкания.

Механические характеристики для двигателя с параллельным возбуждением строятся на основании следующих соображений. Каждая из механических характеристик практически линейна (если пренебречь реакцией якоря) и может быть построена по двум точкам: точке холостого хода, в которой момент равен нулю, и точке короткого замыкания, в которой момент максимален.

Сравнивая моменты в режиме короткого замыкания при различных значениях магнитного потока, получим

$$\boxed{M_{к1}/M_{к2}=c_M\Phi_1 I_{a\,к}/(c_M\Phi_2 I_{a\,к})=\Phi_1/\Phi_2.} \qquad (7.40)$$

Таким образом при уменьшении магнитного потока частота вращения холостого хода возрастает, а момент при коротком замыкании снижается. Следовательно, механические характеристики, построенные при различных значениях магнитного потока, пересекаются при частоте вращения, меньшей частоты вращения при холостом ходе, но большей нуля, при моменте $M_{кр}$ (рис. 7.13, *б*). Рас-

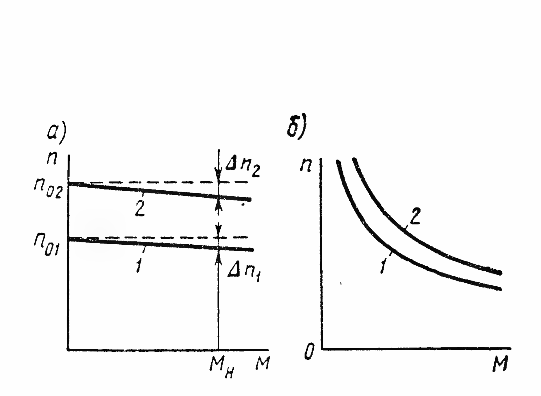


Рис. 7.14. Механические характеристики двигателей большой и средней мощности с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) возбуждением:

1 — при нормальном возбуждении, *2* — при ослабленном магнитном поле

Рис. 7.15. Включение регулировочного реостата в двигателе с последовательным возбуждением

сматривая механические характеристики, можно сделать вывод, что при нагрузочном моменте $M_{н1}$, существенно меньшем $M_{кр}$, снижение потока ведет к увеличению частота вращения (точки C_1 и C_2). Это характерно для двигателей средней и большой мощностей (рис. 7.14, *а*), где в рабочем диапазоне изменения токов падения напряжения в якоре невелики (их уменьшают для повышения КПД).

В микромашинах уменьшение потока и тока возбуждения обычно применяется для снижения частоты вращения: если $M_{н2} > M_{кр}$, то частота вращения при снижении потока уменьшается (точки C_1' и C_2').

Скоростные и механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением при уменьшении магнитного потока строятся аналогично, поэтому в двигателях большой и средней мощностей при уменьшении магнитного потока частота вращения возрастает (рис. 7.14, *б*). Магнитный поток в этом двигателе обычно уменьшается путем включения регулировочного реостата $R_{рег.в}$ параллельно обмотке возбуждения (рис. 7.15), вследствие чего ток возбуждения

$$\boxed{I_в = I_a R_{рег.в} / (R_п + R_{рег.в}) = \beta I_a,} \tag{7.41}$$

где $R_{рег.в}$ — сопротивление регулировочного реостата, включенного параллельно обмотке возбуждения; $\beta = I_в/I_a$ — коэффициент регулирования возбуждения.

Рассмотренный способ регулирования частоты вращения прост и экономичен, поэтому широко применяется на практике, однако он применим в сравнительно небольшом диапазоне; обычно $n_{max}/n_{min} = 2 ... 3$. Нижний предел n_{min} ограничивается насыщением магнитной цепи машины, которое не позволяет сильно увеличивать магнитный поток. Верхний предел n_{max} определяется условиями устойчивости (при сильном уменьшении $I_в$ двигатель «идет вразнос»), а также тем, что при глубоком ослаблении возбуждения резко увеличивается искажающее действие реакции якоря и растет реактивная ЭДС, что повышает опасность возникновения искрения на коллекторе и появления кругового огня.

7.4 Регулировочные свойства двигателей

Двигатели, предназначенные для работы со скоростями, изменяемыми в широких пределах, имеют габариты, массу и стоимость значительно более высокие, чем электрические машины, работающие при постоянной частоте вращения.

С другой стороны, если диапазон регулирования скорости превышает допустимые пределы, заложенные в двигатель при проектировании, то его эксплуатация затруднена: быстро изнашиваются щетки и коллектор, возможно появление кругового огня и т. п. Возможен даже выход из строя двигателя из-за разрушения подшипников, бандажей, крепящих лобовые части обмоток, и т. д.

Поэтому экономически нецелесообразно ни применение двигателей с улучшенными регулировочными свойствами при постоянной или мало изменяющейся частоте вращения, ни регулирование скорости в широких пределах у двигателя, не предназначенного для этого: в первом случае растут капитальные затраты (на приобретение двигателя), а во втором — эксплуатационные затраты.

Наиболее важным показателем регулировочных свойств двигателя является коэффициент изменения скорости

$$\boxed{k_v = \omega_{max}/\omega_{ном} = v_{a\,max}/v_{a\,ном} = n_{max}/n_{ном},} \qquad (7.42)$$

где ω_{max} и $\omega_{ном}$ — соответственно максимальная и номинальная угловые скорости; $v_{a\,max}$ и $v_{a\,ном}$ — линейные скорости на поверхности якоря; n_{max} и $n_{ном}$ — соответствующие частоты вращения.

Мощность электрической машины выражается формулой (см. гл. 10)

$$\boxed{P = \alpha A B_\delta \pi D_a l_a v_a.} \qquad (7.43)$$

Подставив в (7.43) максимально допустимые значения линейной нагрузки A, индукции в воздушном зазоре B_δ и скорости на поверхности якоря v_a, получим максимальную расчетную (конструк-

ционную) мощность $P_{кон}$, которую можно вписать в данные габариты якоря (при заданном диаметре D_a и длине железа якоря l_a) при равенстве максимальной и номинальной скоростей:

$$P_{кон} = \alpha A_{max} B_{\delta max} \pi D_a l_a v_{a\,max}. \tag{7.43a}$$

При заданных материалах (сталь, медь, изоляция и т. д.) и технологии производства величины A_{max}, $B_{\delta\,max}$ и $v_{a\,max}$ являются вполне определенными. Поэтому расчетная мощность машины при заданной массе определяет качество машины, которое обычно характеризуется приведенной массой машины

$$g = G/P_{кон}\ (кГ/кВт). \tag{7.44}$$

Скорость двигателя в номинальном режиме меньше максимальной в k_v раз, где k_v — соотношение скоростей,

$$\boxed{k_v = v_{a\,max}/v_{a\,ном}.} \tag{7.45}$$

Следовательно, мощность двигателя в номинальном режиме (в заданном габарите) не может быть более

$$P_{a\,ном} = \alpha A_{max} B_{\delta max} \pi D l_a v_{a\,ном} = P_{кон}/k_v, \tag{7.46}$$

или

$$\boxed{P_{кон} = k_v P_{ном}.} \tag{7.47}$$

Отсюда ясно, что чем больше k_v, тем тяжелее получается машина или, при заданных габаритах, тем меньше мощность двигателя.

У двигателей постоянного тока общего назначения обычно $k_v \approx$ $\approx 1{,}5 \dots 2{,}0$, т. е. можно увеличивать частоту вращения в 1,5 ... 2 раза выше номинальной. Некоторые специальные машины (например, балансирные) имеют $k_v = 3 \dots 4$, поэтому они значительно тяжелее и дороже, чем двигатели общего назначения.

Для двигателя с широким диапазоном регулирования скорости проблемой может явиться необходимость обеспечения безыскровой коммутации и предотвращения возникновения кругового огня. **Оценка качества коммутации** (в процентах) при повышенной частоте вращения проводится путем вычисления допустимого длительного коммутационного нарушения по формуле (4.120):

$$\Delta_{max} = \frac{1}{\sqrt{K_{щ}}} \left(1 + \frac{e_{р.ср}}{e_{р.ср} - 2\Delta U}\right),$$

Δ_{max} для надежной работы машины не должна быть менее 10% (см. гл. 4).

Реактивная ЭДС $e_{р.ср}$ растет прямо пропорционально частоте вращения, поэтому с увеличением скорости уменьшается выражение в скобках, которое в пределе равно 2, а также растет $K_{щ}$. Все это приводит к уменьшению допустимого значения Δ_{max} и из-за неизбежных коммутационных нарушений (вибрации щеток, технологи-

ческих отклонений и т. п.) к повышению вероятности появления искрения. Обозначив

$$2\nu = 1 + e_{р.ср}/(e_{р.ср} - 2\Delta U) = 2(e_{р.ср}\Delta U)/(e_{р.ср} - 2\Delta U), \qquad (7.48)$$

из (4.120) получим Δ_{max} в процентах:

$$\boxed{\Delta_{max} = (2\nu/\sqrt{K_щ}).} \qquad (7.49)$$

Взяв отношение допустимых коммутационных нарушений в номинальном режиме $\Delta_{max\,ном}\%$ и в режиме максимальной скорости при том же токе якоря $\Delta_{max\,v}\%$, получим

$$\boxed{\Delta_{max\,v}/\Delta_{max\,ном} = \nu_v/\nu_{ном}\sqrt{k_v}.} \qquad (7.50)$$

Формула (7.50) показывает, во сколько раз меньше допустимое коммутационное нарушение при максимальной частоте вращения, чем при номинальном режиме. Ширина безыскровой зоны (в опыте подпитки) в номинальном режиме, при повышенной частоте вращения уменьшается прямо пропорционально уменьшению Δ_{max}.

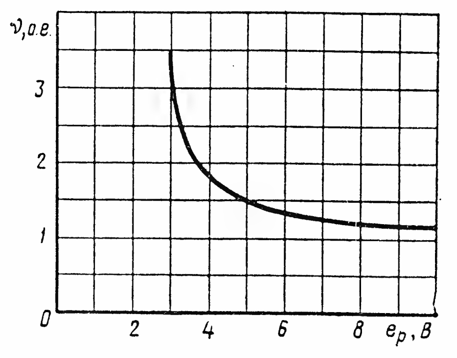


Рис. 7.16. Зависимость $\nu = \varphi(e_р)$

Задаваясь в режиме максимальной скорости $\Delta_{max} = 10\%$, из (7.49) можно определить максимальное значение коэффициента $k_щ$:

$$K_щ \leqslant (20\nu)^2. \qquad (7.51)$$

Зависимость $\nu = f(e_р)$ построена на рис. 7.16; из нее следует, что при больших значениях реактивной ЭДС 5...8 В, которых можно ожидать в режиме максимальной скорости, $\nu = 1{,}5 \ldots 1{,}25$. Следовательно, ориентировочное значение $K_щ$

$$K_{щ\,v} \leqslant 400\,(1{,}5 \ldots 1{,}25)^2 = 600 \ldots 900. \qquad (7.52)$$

В номинальном режиме, который обычно принимается за расчетный, значение $K_щ$ должно быть соответственно снижено:

$$\boxed{K_{щ.ном} = K_{щ\,v}/k_v = (600 \ldots 900)/k_v.} \qquad (7.53)$$

Практически это сводится к уменьшению полного тока паза и среднего значения реактивной ЭДС. В общем случае трудно оценить зависимость массы машины от реактивной ЭДС. Подробные расчеты вариантов двигателя мощностью около 1000 кВт при массе около 4500 кг показали, что снижение реактивной ЭДС в номиналь-

ном режиме с $e_{р.ср}=4{,}0$ В до $e_{р.ср}=3{,}0$ В приведет к увеличению массы двигателя на 1000 кг. Это объясняется тем, что для снижения реактивной ЭДС нужно уменьшить линейную нагрузку и сделать более широкие и мелкие пазы, т. е. увеличить диаметр якоря.

Пренебрежение условиями (7.52) и (7.53) ведет к тому, что в эксплуатации наблюдается интенсивное искрение щеток, повышенный износ щеток и коллектора, а это резко увеличивает эксплуатационные расходы.

Потенциальные условия на коллекторе (см. гл. 3) определяются средним значением напряжения между коллекторными пластинами и коэффициентом искажения поля. Максимальное напряжение между смежными коллекторными пластинами, которое в основном определяет склонность машины к возникновению кругового огня на коллекторе, согласно (3.23), $e_{c\,max}=k_f e_{c.ср}/\alpha$, где $e_{c.ср}=2pU/K$ — среднее напряжение между смежными коллекторными пластинами; $\alpha\approx 0{,}67$ — коэффициент полюсного перекрытия; k_f — коэффициент искажения поля реакцией якоря.

Например, для машины с равномерным воздушным зазором без компенсационной обмотки, согласно (3.26),

$$k_f=1+1/k, \tag{7.54}$$

где $k=F_{г.п}/F_{р\,a}$ — коэффициент устойчивости магнитного поля.

Так как МДС главного полюса $F_{г.п}$ пропорциональна току возбуждения, а МДС реакции якоря $F_{р\,a}$ — току якоря, то можно записать

$$k=c_1 I_в/I_a. \tag{7.55}$$

При отсутствии насыщения магнитной системы, при одном и том же токе якоря

$$n_{max}/n_{ном}=\Phi_{ном}/\Phi_{min}=I_{в.ном}/I_{в\,min}=k_v. \tag{7.56}$$

Отсюда

$$I_{в\,min}=I_{в.ном}/k_v, \tag{7.57}$$

$$\boxed{k_{min}=k_{ном}/k_v.} \tag{7.58}$$

Если в номинальном режиме магнитная система насыщена, то для перехода от потока $\Phi_{ном}$ к Φ_{min} нужно, чтобы ток возбуждения (рис. 7.17) и коэффициент устойчивости были равны:

$$I_{в\,min}=I'_в/k_v=I_{в.ном}/k_{нас}k_v. \tag{7.59}$$

$$\boxed{k_{min}=k_{ном}/k_{нас}k_v.} \tag{7.60}$$

Поэтому при переходе от номинального режима к режиму максимальной скорости максимальное напряжение между смежными коллекторными пластинами возрастает, возрастает и вероятность возникновения кругового огня.

Для машины с равномерным воздушным зазором, при отсутствии компенсационной обмотки, из (3.26) и (7.60)

$$e_{с\,\max v}/e_{с\,\max ном} = k_{fv}/k_{f\,ном}$$

$$(k_{\min}+1)\,k_{\min} \times k_{ном}/(k_{ном}+1) = (k_{ном}+k_{нас}k_v)/(k_{ном}+1). \qquad (7.61)$$

Если принять, как это обычно делается, $k_{\min}=1$, то требуемый коэффициент устойчивости в номинальном режиме $k_{ном}=k_{нас}k_v$ и формула (7.60) примет вид

$$\frac{e_{с\,\max v}}{e_{с\,\max ном}} = 2\,\frac{k_{нас}k_v}{k_{нас}k_v+1} = \frac{2k_{ном}}{k_{ном}+1}. \qquad (7.62)$$

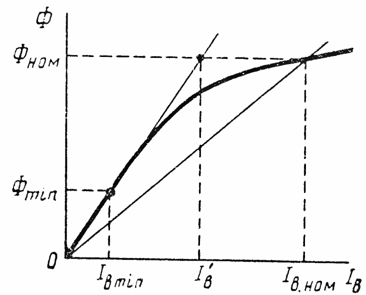


Рис. 7.17. Определение тока возбуждения при максимальной частоте вращения

На рис. 7.18 показаны зависимости $k_{ном}=f(k_v)$, при различных коэффициентах насыщения, и $k_{fv}/k_{f\,ном}=f(k)$, построенная по формуле (7.61).

Из рис. 7.18 видно, что для предотвращения кругового огня в машине без компенсационной обмотки необходимо, чтобы в номинальном режиме коэффициент устойчивости был большим. Так, например, при диапазоне регулирования $k_v=2{,}5$ и коэффициенте насыщения $k_{нас}=1{,}5$, $k_{ном}=3{,}75$ (рис. 7.18; точки *a, b, c*), что заставляет делать катушку главного полюса с большой МДС, т. е. увеличивать габариты машины. Поэтому двигатели, предназначенные для работы в широком диапазоне скоростей, выполняются с небольшим коэффициентом насыщения. Кроме того, нужно уменьшить среднее напряжение между смежными коллекторными пластинами. В рассмотренном случае в режиме максимального ослабления поля $k_f=1+1/k=2$. Поэтому среднее напряжение между смежными пластинами

$$e_{с.ср} = \alpha e_{с\,\max}/k_f \approx 0{,}33 e_{с\,\max}. \qquad (7.63)$$

При $e_{с\,\max}=30 \ldots 35$ В получим $e_{с.ср}=10 \ldots 12$ В, т. е. очень низкое значение, что также отражается на размерах машины. Несколько лучшие результаты получаются при клиновидном зазоре. При тех же условиях $k_f=1{,}43$ (см. рис. 3.23) среднее напряжение между смежными коллекторными пластинами $e_{с.ср} \approx 13{,}5 \ldots 15{,}2$ В. Резкое улучшение потенциальных условий происходит при применении компенсационной обмотки, когда $k_f \approx 1{,}1 \ldots 1{,}2$ и среднее напряжение между пластинами можно поднять до 1,8 ... 22 В, т. е. почти на 40%. Поэтому, а также из-за уменьшения МДС главных и дополнительных полюсов габариты двигателей и их масса при применении компенсационной обмотки снижаются. Это снижение тем существеннее, чем больше мощность двигателя и шире диапазон регулирования.

Иногда габаритные ограничения или ограничения массы двигателя настолько жестки, что не удается спроектировать машину, которая позволяла бы реализовать все режимы, допустимые по нагреванию и механической прочности якоря. В этом случае приходится вводить ограничения по коммутации и по потенциальным условиям.

Ограничение характеристик по потенциальным условиям производится исходя из максимально допустимого напряжения между смежными коллекторными пластинами. Его выбирают из рис. 3.20, в зависимости от толщины изоляции между пластинами и их ширины. Впоследствии допустимое напряжение уточняется по результатам эксплуатации.

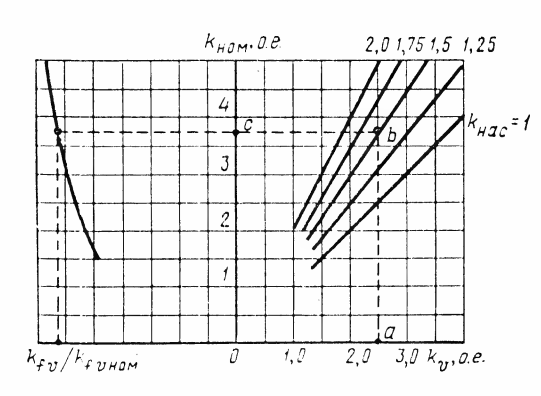


Рис. 7.18. Определение коэффициента устойчивости в номинальном режиме в зависимости от коэффициента k_v

Зная параметры машины и $e_{c\,max}$, можно определить максимальный коэффициент искажения поля

$$k_f = (e_{c\,max}/e_{c.ср})\,\alpha, \quad (7.64)$$

а затем и минимальный коэффициент устойчивости: при равномерном зазоре из формулы (3.26) следует

$$\boxed{k_{min} = 1/(k_f - 1);} \quad (7.65)$$

при клиновидном зазоре по приближенной формуле, которая достаточно точна при изменении k в пределах от 0,5 до 2,5:

$$\boxed{k_{min} = \frac{0,125\,(5 - k_f)}{k_f - 1}.} \quad (7.66)$$

Аналогично находится k_{min} и при наличии компенсационной обмотки, хотя обычно этого делать и не требуется: компенсационная обмотка, как правило, снимает ограничения по потенциальным условиям.

Таким образом, ограничение по потенциальным условиям или максимальному напряжению между смежными пластинами сводится к тому, чтобы сохранять минимально допустимый коэффициент устойчивости

$$k_{min} = F_в/F_{pa} = I_в w_в/0,5bA, \quad (7.67)$$

$$k_{min} = c\,(I_в/I_a) = \text{const}. \quad (7.68)$$

В двигателе с последовательным возбуждением такое ограничение получается само собой, если зафиксировать максимально допустимую степень ослабления тока возбуждения (характеристика при $\beta=0{,}4$ на рис. 7.19), т. е. минимальное сопротивление $R_{\text{рег.в}}$, шунтирующее обмотку возбуждения, при котором

$$I_{\text{в}}/I_a=\beta_{\min}. \tag{7.69}$$

Для двигателя с параллельным возбуждением выполнение условия $I_{\text{в}}/I_a=\text{const}$ при отсутствии насыщения магнитной системы сводится к выполнению условия $nI_a=\text{const}$, так как

$$n=(U-I_a\sum R)/(c_e\Phi)\approx U/(c_e\Phi)\approx U/(k_1I_{\text{в}}). \tag{7.70}$$

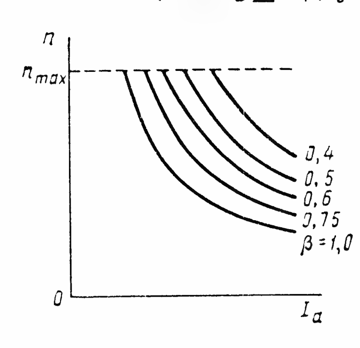


Рис. 7.19. Ограничения по потенциальным условиям двигателя с последовательным возбуждением

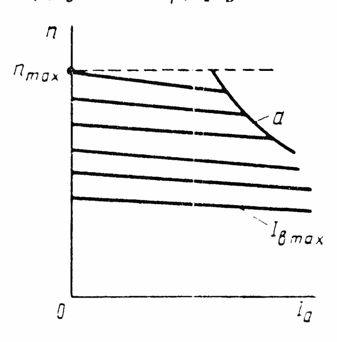


Рис. 7.20. Ограничения по потенциальным условиям двигателя с параллельным возбуждением

Следовательно, ограничительная линия (кривая *a* на рис. 7.20) имеет вид скоростной характеристики двигателя последовательного возбуждения.

Ограничение по коммутации установить значительно труднее. Ранее было ориентировочно получено предельное значение $K_{\text{щ}}=600\ldots900$. Поскольку коэффициент $K_{\text{щ}}$ пропорционален скорости и квадрату тока якоря

$$K_{\text{щ}}=c_1I_a^2v_a=c_2I_a^2n, \tag{7.71}$$

можно получить предельное значение тока якоря в зависимости от скорости вращения

$$I_{a\max}=\sqrt{K_{\text{щ}}/(c_2n)}. \tag{7.72}$$

Выражение (7.72) — первое приближение, так как не учитывается, что с увеличением скорости коммутационные нарушения возрастают. Кроме того, в эксплуатации предельные режимы по току и скорости сравнительно редки, поэтому в этих режимах можно допустить большую степень искрения: из-за малой длительности это не окажет существенного влияния на износ щеток и коллектора.

Поэтому ограничения по коммутации не такие жесткие, как по потенциальным условиям, и должны корректироваться в соответствии с опытом эксплуатации.

Ограничения по коммутации и потенциальным условиям, особенно неприятные при эксплуатации крупных электродвигателей, заставляют оговаривать в технических условиях не только диапазон регулирования скорости, характеризуемый коэффициентом k_v, но и мощность P_v, которую можно реализовать при максимальной частоте вращения. Например, немецкие тяговые двигатели должны удовлетворять условию $P_v \geqslant 1{,}1 P_{\text{ном}}$.

Без большой погрешности соотношение мощностей можно заменить отношением токов якоря:

$$k_{\text{и}} = P_v/P_{\text{ном}} = U I_{av}\eta_v/(U I_{a\,\text{ном}}\eta_{\text{ном}}) \approx I_{av}/I_{a\,\text{ном}}, \qquad (7.73)$$

которое характеризует возможность использования мощности двигателя при максимальной скорости.

Для двигателя с последовательным возбуждением

$$I_{av} = I_{\text{в}\min}/\beta_{\min}. \qquad (7.74)$$

Подставляя значение $I_{\text{в}\min}$ из (7.58) и учитывая, что для двигателя последовательного возбуждения $I_{\text{в.ном}} = I_{a\,\text{ном}}$, получим

$$I_{\text{в}\min} = I_{\text{в.ном}}/(k_{\text{нас}} k_v) = I_{a\,\text{ном}}/(k_{\text{нас}} k_v) \qquad (7.75)$$

и соответственно

$$I_{av} = I_{a\,\text{ном}}/(\beta_{\min} k_{\text{нас}} k_v), \qquad (7.74а)$$

$$\boxed{k_{\text{и}} = I_{av}/I_{a\,\text{ном}} = 1/(\beta_{\min} k_{\text{нас}} k_v).} \qquad (7.76)$$

Коэффициент $k_{\text{рег}} = 1/(\beta_{\min} k_{\text{нас}})$ называется коэффициентом регулируемости двигателя, так как он довольно полно характеризует мощность двигателя, реализуемую при повышенных скоростях:

$$\boxed{P_v/P_{\text{ном}} \approx I_{av}/I_{\text{ном}} = k_{\text{рег}}/k_v).} \qquad (7.77)$$

Чем больше k_v, тем больше желательный коэффициент регулируемости, а это ставит перед проектировщиками машины дополнительные требования в обеспечении коммутации и потенциальных условий на коллекторе, что сказывается на размерах и массе машины.

В последние годы все большее число двигателей постоянного тока изготавливается для специализированных электроприводов, работающих под контролем систем автоматического регулирования в очень широком диапазоне скоростей. При этом электропривод должен иметь механическую характеристику, наиболее подходящую для выполнения заданного технологического процесса. Широко распространен тип механической характеристики, показанный на рис. 7.21. При малых скоростях до номинальной скорости действует

максимальный момент M_{max}. При этом мощность двигателя постепенно возрастает до значения

$$P_{ном}'' = M_{max}\omega_{ном}'', \qquad (7.78)$$

где $\omega_{ном}$ — номинальная угловая скорость.

При скоростях, больших $\omega_{ном}$, поддерживается режим постоянной мощности $M\omega = P_{ном} = \text{const}$, или

$$M = P_{ном}/\omega, \qquad (7.79)$$

т. е. момент уменьшается с ростом скорости по гиперболическому закону.

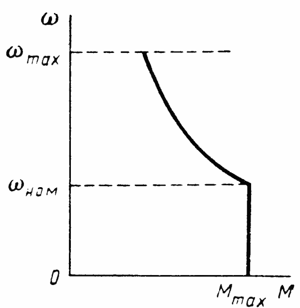


Рис. 7.21. Механическая характеристика тягового электропривода

Рассмотренная механическая характеристика типична для тяговых двигателей (электрические трансмиссии тепловозов, большегрузных автомобилей, электромобилей и т. д.) и других устройств, где двигатель получает питание от источника ограниченной мощности.

Такая характеристика реализуется обычно при двухзонном регулировании: в области малых скоростей изменяется напряжение на якоре при неизменном — максимальном — токе возбуждения; в области высоких скоростей напряжение на якоре сохраняется неизменным, а регулируется ток возбуждения. На рис. 7.22, *а* показано штриховыми линиями семейство скоростных характеристик двигателя с последовательным возбуждением и сплошной линией — закон регулирования тока якоря для реализации тяговой характеристики, изображенной на рис. 7.21.

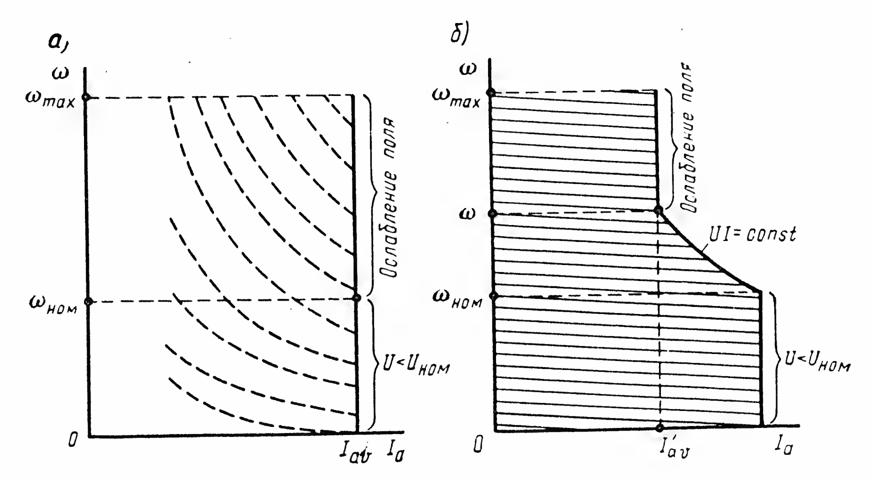


Рис. 7.22. Реализация тяговой механической характеристики при неизменном (*а*) и уменьшенном на большей скорости токе якоря (*б*)

В простейшем случае (рис. 7.22, *а*) ток якоря поддерживается постоянным во всем диапазоне скоростей. До пусковой скорости $\omega_{ном}$ напряжение на якоре постепенно возрастает, а затем остается неизменным. Дальнейшее повышение ω достигается постепенным уменьшением тока возбуждения.

Наиболее тяжелый в коммутационном отношении режим максимальной скорости, где реактивная ЭДС имеет наибольшее значение. Это касается и потенциальных условий на коллекторе: в режиме максимальной скорости ток возбуждения минимален, а следовательно, минимален и коэффициент устойчивости, а искажение поля максимально.

Для улучшения потенциальных условий на коллекторе можно применить компенсационную обмотку, отчего резко снижается значение максимального напряжения между коллекторными пластинами. В результате машина может получиться неравнопрочной — коммутация напряженная, в то время как по потенциальным условиям имеется запас. В этом случае целесообразно бывает облегчить условия коммутации за счет некоторого ухудшения потенциальных условий. Для этого (рис. 7.22, *б*) повышение угловой скорости от $\omega_{ном}$ до некоторого значения ω' производится за счет повышения напряжения сверх номинального до U_{max} при одновременном снижении тока так, чтобы мощность двигателя оставалась неизменной:

$$P = UI = M\omega = \text{const}. \qquad (7.80)$$

Реактивная ЭДС при максимальной скорости снижается в соответствии с уменьшением тока (по сравнению с первым способом)

$$I_{av}/I'_{av} = U_{max}/U_{ном} = k_U, \qquad (7.81)$$

где k_U — коэффициент увеличения напряжения.

В рассмотренном случае мощность при максимальной скорости

$$P_v = P_{ном} k_U/(\beta k_{нас} k_v) = P_{ном} k_{рег}/k_v, \qquad (7.82)$$

т. е. при наличии регулирования напряжения

$$\boxed{k_{рег} = k_U/(\beta k_{нас}).} \qquad (7.83)$$

При повышении напряжения сверх номинального двигатель, как правило, получается легче, чем при отсутствии регулирования напряжения. Однако источник питания или регулятор напряжения получается более сложным и дорогим. Поэтому оптимальный способ получения требуемой механической характеристики должен определяться из комплексного рассмотрения всего оборудования.

Механическая характеристика в системе автоматизированного электропривода может быть сформирована из характеристик двигателя с последовательным возбуждением (рис. 7.22, *а*) или характеристик двигателя с параллельным возбуждением (рис. 7.22, *б*).

В большинстве случаев предпочтительнее использовать двигатель с параллельным возбуждением, у которого меньше ток возбуж-

дения и, следовательно, легче и дешевле регулятор возбуждения. Часто бывает выгодно сделать напряжение возбуждения ниже, чем напряжение на якоре. Это позволяет в то же время получить технологичную катушку обмотки возбуждения с достаточно большим коэффициентом заполнения при приемлемых размерах регулятора возбуждения. Такой двигатель называется *двигателем с независимым возбуждением.*

7.5. Работа электродвигателей в тормозных режимах

Электрические двигатели используются не только для приведения во вращение механизмов, но и для их торможения. Торможение необходимо, если нужно быстро остановить механизм или уменьшить его частоту вращения. Применение механических тормозов для этого затруднительно из-за нестабильности их характеристик, малого быстродействия и трудностей автоматизации.

Различаются три вида тормозных режимов двигателей постоянного тока:

1) генераторное торможение с отдачей электрической энергии в сеть (рекуперативное торможение);

2) генераторное торможение с гашением выработанной энергии в реостате, подключенном к обмотке якоря (реостатное, или динамическое, торможение);

3) электромагнитное торможение (торможение противовключением).

Во всех трех режимах электромагнитный момент M воздействует на якорь в направлении, противоположном n, т. е. является тормозным. Рассмотрим более подробно эти режимы.

Рекуперативное торможение. Двигатель с параллельным возбуждением переходит в режим рекуперативного торможения, если его частота вращения превышает $n_0=U/(c_e\Phi)$. Тогда ЭДС машины становится больше напряжения сети и ток меняет направление:

$$I_a=(U-E)/\sum R=(U-c_e\Phi n)/\sum R, \qquad (7.84)$$

т. е. двигатель переходит в генераторный режим, создает тормозной момент, а выработанная электрическая энергия отдается в сеть и может быть использована.

Переход машины с параллельным возбуждением из двигательного режима в генераторный может происходить автоматически, если под действием внешнего момента якорь вращается с частотой, большей частоты вращения холостого хода: $n>n_0$. Можно перевести машину в генераторный режим и принудительно, уменьшив частоту вращения n_0 за счет увеличения магнитного потока (тока возбуждения) или снижения напряжения, подводимого к двигателю. Механические характеристики в генераторном режиме являются продолжением механических характеристик двигательного режима в область отрицательных моментов (рис. 7.23).

Двигатели с последовательным возбуждением не могут автоматически переходить в режим рекуперативного торможения. Если необходимо иметь рекуперативное торможение, схему двигателей в тормозном режиме изменяют, превращая двигатели в генераторы с независимым возбуждением. Двигатели со смешанным возбуждением могут автоматически переходить в генераторный режим, что обусловило их применение в троллейбусах и трамваях, где часты остановки, а двигатель должен обладать мягкой механической характеристикой.

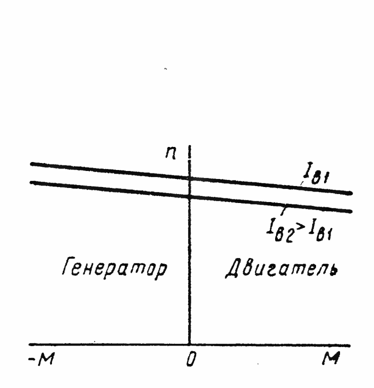


Рис. 7.23. Механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением в двигательном и генераторном режимах

Рис. 7.24. Схема включения двигателя с параллельным возбуждением в режиме динамического торможения *(а)*, скоростные и механические характеристики при торможении *(б)*

Динамическое торможение. При динамическом (реостатном) торможении двигателя с параллельным возбуждением обмотка якоря отключается от сети и к ней присоединяется реостат $R_д$ (рис. 7.24, *а*). При этом машина работает в генераторном режиме и создает тормозной момент. Однако выработанная электрическая энергия гасится в реостате. Ток якоря при торможении

$$I_a = E/(\sum R + R_д) = c_e \Phi n/(\sum R + R_д) \qquad (7.85)$$

прямо пропорционален частоте вращения n, вследствие чего скоростные характеристики $I = f(n)$ — прямые, проходящие через начало координат (рис. 7.24, *б*).

Тангенс угла наклона характеристик γ в масштабе равен сопротивлению в цепи якоря:

$$\operatorname{tg} \gamma = E/I_a = \sum R + R_д. \qquad (7.86)$$

В процессе торможения по мере уменьшения скорости постепенно уменьшают $R_д$, плавно или ступенями, чтобы поддержать средний ток якоря, а следовательно, и тормозной момент на заданном уровне. При очень больших частотах вращения в режиме торможе-

ния приходится уменьшать ток возбуждения, чтобы ЭДС машины E не превзошла допустимого значения.

Механические характеристики в тормозном режиме при постоянном магнитном потоке имеют тот же вид, что и скоростные характеристики, только масштаб по оси абсцисс меняется в соответствии с формулой $M = c_M \Phi I_a$ (рис. 7.24, *б*).

При ослабленном поле (при уменьшенном токе возбуждения) характеристики остаются линейными, но увеличивается угол их наклона. При $n \approx 0$ тормозной момент равен нулю. Следовательно, для того чтобы якорь был заторможен в неподвижном состоянии, реостатное торможение должно быть дополнено другим, например механическим.

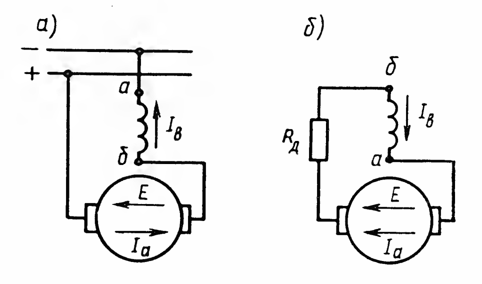


Рис. 7.25. Изменение схемы при переводе двигателя последовательного возбуждения (*а*) в режим динамического торможения (*б*)

Двигатель с последовательным возбуждением может работать в режиме динамического торможения, но при переводе его в этот режим нужно переключить провода, подводящие ток к обмотке возбуждения (рис. 7.25). Это необходимо для того, чтобы при изменении направления тока в якоре при переходе из двигательного режима в генераторный направление тока в обмотке возбуждения оставалось неизменным (от *б* к *а*, рис. 7.25) и создаваемая этой обмоткой МДС $F_в$ совпадала по направлению с МДС $F_{ост}$ от остаточного магнетизма. В противном случае генераторы с самовозбуждением размагничиваются.

Построение тормозных характеристик поясняется рис. 7.26, *а*. Если в цепь машины включено добавочное сопротивление $R_д$, то установившийся режим работы соответствует точке пересечения

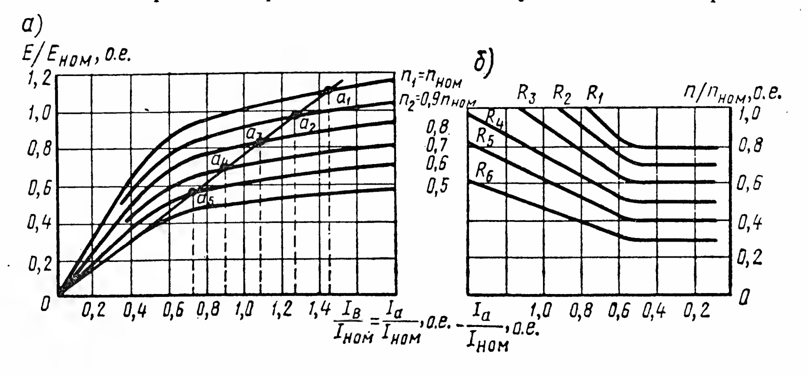


Рис. 7.26. Характеристики $n = f(I_a)$ при реостатном торможении двигателя последовательного возбуждения и их построение

вольт-амперной характеристики сопротивления ($\Sigma R+R_д$) с характеристикой $E=f(I_в)$, которая близка к характеристике холостого хода. При n_1 это точка a_1, при n_2 — точка a_2 и т. д. При некоторой критической скорости, когда вольт-амперная характеристика сопротивления совпадает с начальным прямолинейным участком характеристики $E=f(I_в)$, машина размагничивается и ток становится близким к нулю. По координатам точек a_1, a_2 и т. д. можно построить зависимость $n=f(I_a)$; эти скоростные характеристики являются нелинейными (рис. 7.26, *б*).

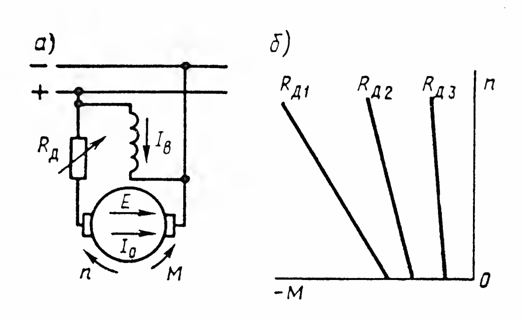


Рис. 7.27. Схема включения двигателя с параллельным возбуждением в режиме электромагнитного торможения и его механические характеристики

Механические характеристики строятся на основании скоростных характеристик и моментной — $M=f(I_a)$, они также нелинейны.

Электромагнитное торможение. В этом режиме изменяют направление электромагнитного момента M, сохраняя неизменным направление вращения, т. е. момент делают тормозным. Последнее осуществляют так же, как и при изменении направления вращения двигателя, путем переключения проводов, подводящих ток к обмотке якоря (рис. 7.27, *а*) или к обмотке возбуждения. Чтобы ограничить ток в этом режиме, в цепь обмотки якоря вводят добавочное сопротивление $R_д$. Регулирование тока $I_a=(U+E)/(\Sigma R+R_д)$, т. е. тормозного момента M, осуществляют изменением $R_д$ (рис. 7.27, *б*) или ЭДС (тока возбуждения $I_в$).

С энергетической точки зрения рассматриваемый способ торможения невыгоден, так как машина потребляет как механическую, так и электрическую энергию, которые гасятся в обмотке якоря и включенном в ее цепь реостате. Но при этом способе можно получать большие тормозные моменты при низких частотах вращения и даже при $n=0$, поскольку в этом случае ток $I_a=U/(\Sigma R+R_д)$.

7.6. Современные способы регулирования частоты вращения электродвигателей постоянного тока

Принципы регулирования частоты вращения в двигательном режиме, описанные в § 7.3, 7.4, 7.5, реализуются в четырех основных способах регулирования:

1) реостатно-контакторное регулирование;

2) регулирование по системе «генератор — двигатель»;

3) регулирование по системе «управляемый выпрямитель — двигатель»;

4) импульсное регулирование.

Подробно эти способы регулирования исследуются в курсах электропривода и теории автоматического регулирования. Здесь же будут рассмотрены только основные положения, имеющие непосредственное отношение к теории электрических машин.

Реостатно-контакторное регулирование. В настоящее время это управление широко применяется для регулирования частоты вращения двигателей малой и средней мощности, а иногда (на железнодорожном транспорте) и для мощных двигателей.

Обычно при реостатно-контакторном управлении используются два метода регулирования: 1) при частотах вращения, меньших номинальной, в цепь якоря включают дополнительные сопротивления; 2) при повышенных частотах вращения регулируют ток возбуждения.

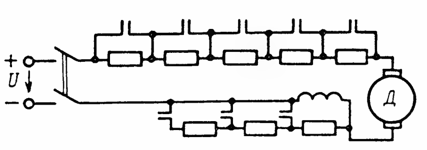


Рис. 7.28. Схема реостатно-контакторного регулирования частоты вращения двигателя с последовательным возбуждением

Машины малой мощности при отсутствии автоматизированного управления имеют два ползунковых регулировочных реостата, один из которых включен в цепь якоря, а другой — в цепь возбуждения. При больших мощностях, а также при необходимости автоматизации процесса сопротивления изменяют ступенчато (рис. 7.28) с помощью контакторов. Если требуется точное регулирование, то контакторов должно быть очень много, вся установка становится громоздкой, дорогой и сравнительно малонадежной.

Реостатно-контакторная система при двигателях с параллельным возбуждением позволяет в зоне высоких частот вращения осуществлять рекуперативное торможение путем увеличения тока возбуждения. В зоне низких частот вращения применяют реостатное торможение, причем регулирование тормозного усилия осуществляют с помощью той же реостатно-контакторной установки, которая регулирует двигательный режим, после соответствующего переключения схемы.

В связи со сложностью автоматизации и большими расходами на ремонт и эксплуатацию реостатно-контакторное управление в настоящее время постепенно заменяют более совершенными системами управления.

Регулирование по системе «генератор — двигатель». В этой установке (рис. 7.29) двигатель *Д* получает питание от автономного генератора *Г* с независимым возбуждением, который приводится во вращение каким-либо первичным двигателем *ПД* (например, электродвигателем, дизелем). Регулирование частоты вращения осуществляют изменением:

1) напряжения на якоре двигателя путем изменения тока возбуждения генератора $I_{\text{в г}}$;

2) магнитного потока двигателя путем регулирования тока возбуждения двигателя $I_{в.д}$.

Пуск в ход и получение низких частот вращения производят при максимальном токе возбуждения двигателя, но при уменьшенном токе возбуждения генератора, т. е. при пониженном напряжении. Ослабление магнитного потока двигателя (уменьшение его тока возбуждения) производят только после того, как исчерпана возможность повышения напряжения, т. е. когда установлен максимальный ток возбуждения генератора. Изменение направления вращения двигателя производят переменой полярности подводимого к якорю напряжения, для чего меняют направление тока в обмотке возбуждения генератора.

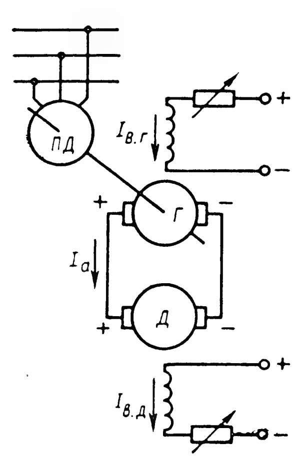


Рис. 7.29. Схема «генератор—двигатель»

Система «генератор — двигатель» выгодно отличается тем, что в ней отсутствуют силовые контакторы, реостаты и т. п. Управление легко поддается автоматизации, так как осуществляется путем регулирования сравнительно небольших токов возбуждения.

Установки типа «генератор — двигатель» широко распространены в промышленности и на транспорте, в тех устройствах, где требуется регулирование частоты вращения в широких пределах. В транспортных установках генератор приводится во вращение дизелем, в промышленности — трехфазным синхронным или асинхронным двигателем.

Систему «генератор — двигатель» широко применяют в металлургической промышленности для привода прокатных станов с двигателями мощностью 10 МВт и более при диапазоне регулирования частоты вращения 1 : 200 и точности поддержания заданной частоты вращения (погрешности) менее 1%.

В рассматриваемой системе уменьшение частоты вращения производят с использованием рекуперативного торможения: сначала увеличивая ток возбуждения двигателя, а затем постепенно уменьшая ток возбуждения генератора, можно перевести двигатель в генераторный режим и быстро затормозить механизм. При этом накопленная кинетическая энергия якоря и механизма отдается в электрическую сеть.

Если нагрузка толчкообразная, то иногда на валу первичного двигателя, вращающего генератор, ставят маховик, который уменьшает перегрузки первичного двигателя.

Недостатки системы «генератор — двигатель» — большие масса, габариты, высокая стоимость установки; сравнительно низкий КПД (примерно 0,6 ... 0,7), так как производится трехкратное преобразование энергии.

В последнее время на транспорте (в тепловозах, больших автомобилях, кораблях) вместо генератора постоянного тока в системе «генератор — двигатель» применяют синхронный генератор с полупроводниковым выпрямителем. Это позволяет снизить массу и уменьшить стоимость генератора. В промышленных установках такое усовершенствование обычно не применяется, так как для рекуперативного торможения требуется управляемый выпрямитель-инвертор, в связи с чем выгоднее перейти к схеме «управляемый выпрямитель — двигатель», исключив генератор и первичный двигатель.

Регулирование по системе «управляемый выпрямитель — двигатель». Развитие полупроводниковой техники позволило применить для регулирования частоты вращения двигателя управляемый выпрямитель, выполненный на тиристорах, где одновременно с выпрямлением производится регулирование выпрямленного напряжения (рис. 7.30). Применение системы «управляемый выпрямитель — двигатель» позволяет увеличить КПД и уменьшить массу установки.

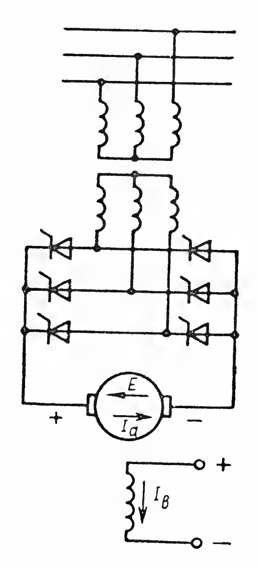


Рис. 7.30. Схема «управляемый выпрямитель—двигатель»

Если требуется быстрая остановка механизма с последующим реверсированием, то для рекуперативного торможения параллельно с выпрямителем ставят инвертор, т. е. еще один полупроводниковый преобразователь, позволяющий отдавать энергию от машины постоянного тока в сеть переменного тока.

Недостаток системы «управляемый выпрямитель — двигатель» — низкий коэффициент мощности при пониженном выходном напряжении. Кроме того, из-за пульсаций напряжения возникают пульсации тока, что ухудшает работу двигателя: возрастают потери, ухудшается коммутация и т. д. (см. § 7.7). Особенно велики пульсации тока при питании от сети однофазного тока (в электровозах переменного тока), где обеспечение удовлетворительной коммутации — серьезная проблема.

Импульсное регулирование частоты вращения. В последние годы в связи с развитием полупроводниковой техники широко применяют импульсный метод регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока, при котором на двигатель с помощью импульсного прерывателя периодически подают импульсы напряжения определенной частоты.

Импульсный преобразователь (рис. 7.31, *а*) состоит из входного фильтра $L_ф C_ф$, электронного ключа *ТК* (транзисторного или тиристорного), обратного диода *Д* и индуктивности *L*. В период времени τ, когда электронный ключ замкнут (транзистор или тиристор

открыт), питающее напряжение U подается полностью на якорь двигателя, и его ток i_a увеличивается (рис. 7.31, *б*); когда электронный ключ разомкнут (транзистор или тиристор заперт), ток i_a продолжает проходить через якорь двигателя и обратный диод *Д* под действием электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях (L_a+L) цепи якоря; при этом ток i_a уменьшается. Частоты следования импульсов при номинальном режиме обычно составляет 200... 400 Гц, вследствие чего период T примерно на два порядка меньше постоянной времени цепи якоря. Поэтому за время импульса τ ток в двигателе не успевает значительно возрасти, а за время паузы $(T-\tau)$ — уменьшиться.

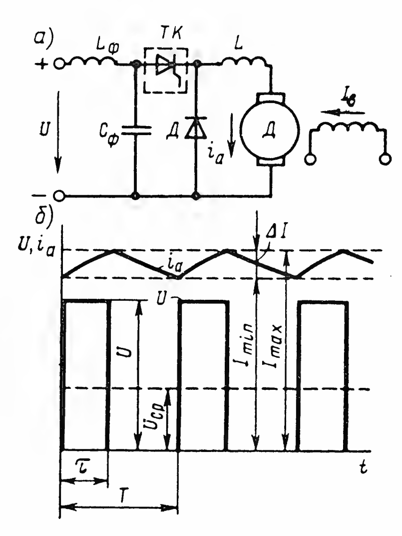


Рис. 7.31. Схема импульсного регулирования двигателя постоянного тока *(а)* и графики изменения напряжения и тока *(б)*

Среднее напряжение, подаваемое на обмотку якоря,

$$U_a=U_{ср}=U\tau/T=\alpha U, \quad (7.87)$$

где $\alpha=\tau/T$ — коэффициент регулирования напряжения, равный относительной длительности включения ключа *ТК*.

Частота вращения двигателя

$$n=(\alpha U-I_a\sum R)/(c_e\Phi), \quad (7.88)$$

где $I_a=I_{ср}$ — среднее значение тока якоря.

Изменение тока при работе импульсного прерывателя $\Delta I=I_{max}-I_{min}$ определяется по приближенной формуле

$$\boxed{\Delta I\approx U\alpha(1-\alpha)/[(L_a+L)f],} \quad (7.89)$$

где L_a+L — индуктивность цепи якоря двигателя.

Если параметры схемы выбраны так, что пульсация тока не превосходит 5... 10%, то работа двигателя обычно удовлетворительна. Скоростные и механические характеристики двигателя *1, 2* и *3* (рис. 7.32), полученные при различных коэффициентах регулирования α в таком режиме работы аналогичны соответствующим характеристикам двигателя при изменении питающего напряжения U.

При уменьшении нагрузки двигателя с параллельным возбуждением возрастают пульсации тока якоря, и при некоторой критической нагрузке наступает режим прерывистых токов. Поскольку $I_a=0$ при $E=U$, частота вращения при идеальном холостом ходе $n_0=U/(c_e\Phi)$ не зависит от времени τ, т. е. от коэффициента регулирования напряжения α. Благодаря этому при некоторой критической частоте вращения $n_{кр}$, когда двигатель переходит в режим пре-

рывистых токов, угол наклона скоростных и механических характеристик к оси абсцисс резко изменяется. В диапазоне $n_0 > n > n_{кр}$ эти характеристики имеют примерно такую же форму, как и при регулировании частоты вращения путем включения реостата в цепь якоря. Критическая частота вращения

$$\boxed{n_{кр} = n_0 (e^{\alpha\beta} - 1)/(e^{\beta} - 1),} \qquad (7.90)$$

где $\beta = T/T_a$; $T_a = (L + L_a)/\Sigma R$ — постоянная времени цепи обмотки якоря.

Среднее напряжение $U_{ср}$, подаваемое на двигатель, регулируется путем изменения либо продолжительно-

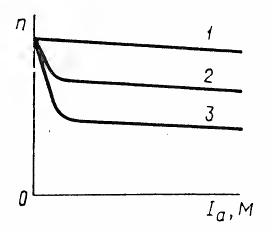


Рис. 7.32. Скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением при импульсном регулировании

Рис. 7.33. Схемы частотно- (*а*) и широтно-импульсных (*б*) тиристорных преобразователей для питания двигателей

сти периода T между подачей управляющих импульсов на электронный ключ TK при $\tau = \text{const}$ (частотно-импульсное регулирование), либо времени τ при постоянном значении T (широтно-импульсное регулирование). Используют также комбинированное регулирование, при котором изменяется как T, так и τ.

В настоящее время импульсное регулирование двигателей малой мощности и микродвигателей осуществляется с помощью импульсных прерывателей, в которых коммутирующими элементами являются транзисторы. Для регулирования двигателей средней и большой мощностей применяются прерыватели с тиристорами. Так как тиристор, в отличие от транзистора, не полностью управляемый вентиль, то для его запирания применяются различные схемы искусственной коммутации, обеспечивающие прерывание проходящего тока путем подачи на его электроды обратного напряжения.

На рис. 7.33 показаны две простейшие схемы импульсных тиристорных прерывателей. Схему, изображенную на рис. 7.33, *а*, используют при частотно-импульсном регулировании. Тиристор T отпирается импульсом тока на его управляющий электрод, а запирается

коммутирующим конденсатором $C_к$. Перед включением тиристора конденсатор $C_к$ заряжен до напряжения $U_к$. При подаче отпирающего импульса на управляющий электрод тиристор T открывается и через двигатель начинает проходить ток i_a. Одновременно происходит перезаряд конденсатора $C_к$ через резонансный контур, содержащий индуктивность L_1. После окончания перезаряда, когда полярность конденсатора меняется, к тиристору прикладывается обратное напряжение. При этом тиристор восстанавливает свои запирающие свойства и ток через него прекращается. В дальнейшем конденсатор заряжается через нагрузку и схема оказывается подготовленной для последующего отпирания тиристора. Время открытого состояния тиристора определяется параметрами резонансной цепи: L_1 и $C_к$.

Схема, изображенная на рис. 7.33, *б*, используется при широтно-импульсном и комбинированном регулировании. В рассматриваемой схеме импульсный прерыватель имеет два тиристора: главный $T1$ и вспомогательный $T2$. Главный тиристор $T1$ запирается коммутирующим конденсатором $C_к$, подключаемым к тиристору $T1$ в требуемые моменты времени вспомогательным тиристором $T2$. После запирания тиристора $T1$ коммутирующий конденсатор заряжается от источника питания через тиристор $T2$ и якорь двигателя, а после повторного открытия главного тиристора $T1$ перезаряжается через цепочку, содержащую индуктивность L_1 и диод $Д_1$, и приобретает полярность, требуемую для последующего запирания тиристора $T1$.

Торможение при импульсном регулировании. При работе двигателя от импульсного прерывателя возможны его рекуперативное и динамическое торможения. Наиболее интересная особенность рекуперативного торможения при импульсном регулировании — возможность осуществления его при ЭДС двигателя, меньшей напряжения сети. В связи с этим рекуперативное торможение может осуществляться почти до полной остановки.

При рекуперативном торможении импульсный прерыватель *ИП* включают параллельно якорю двигателя, диод *Д* — между якорем и питающей сетью (рис. 7.34, *а*). При отпирании прерывателя *ИП* якорь машины вместе с индуктивностью L замыкается накоротко. При этом увеличивается ток i_a и накапливается электромагнитная энергия в индуктивностях $(L+L_a)$, а возникающая ЭДС самоиндукции e_L уравновешивает ЭДС машины E (рис. 7.34, *б*). При запирании прерывателя *ИП* ток i_a под действием ЭДС самоиндукции проходит через диод *Д* и накопленная энергия отдается в сеть. Среднее значение тока, отдаваемого в сеть, определяется разностью между средней ЭДС якоря E и напряжением сети U.

Из закона сохранения энергии $I_{a\,ср}E=I_{с.ср}U$ следует

$$I_{с.ср}=I_{a\,ср}E/U=I_{a\,ср}c_e n\Phi/U. \qquad (7.91)$$

Следовательно, при уменьшении частоты вращения якоря ток $I_{с.ср}$, отдаваемый в сеть, уменьшается, хотя может оставаться по-

стоянным ток якоря, а следовательно, и тормозящий электромагнитный момент.

По мере снижения частоты вращения n и ЭДС E для поддержания требуемого значения тока $I_{a\,ср}$ увеличивают частоту тока при частотно-импульсном регулировании или длительность импульса τ при широтно-импульсном. При малой частоте вращения, когда α растет до единицы, якорь машины остается все время замкнутым накоротко и отдача энергии в сеть прекращается. Однако ток $I_{a\,ср}$ проходит через якорь и режим торможения осуществляется практически до полной остановки.

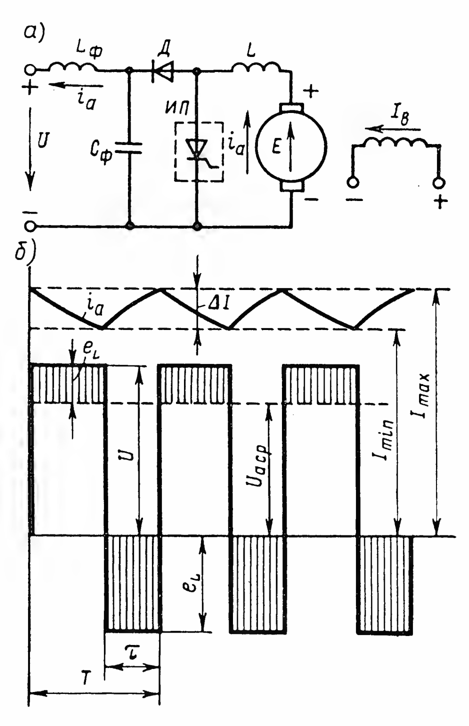


Рис. 7.34. Схема рекуперативного торможения двигателя постоянного тока при импульсном регулировании

Частота вращения $n_{кр}$, при которой прекращается рекуперативное торможение,

$$n_{кр}=(I_{a\,ср}\sum R+R_{и.п})/(c_e\Phi), \quad (7.92)$$

где $R_{и.п}$ — сопротивление элементов импульсного прерывателя (тиристоров и индуктивности L), по которым замыкается ток I_a.

Динамическое торможение осуществляется аналогично, однако в схеме (рис. 7.34, *а*) вместо сети и фильтра $L_ф C_ф$ включается реостат, в котором гасится энергия, отдаваемая машиной.

Импульсное регулирование широко применяется при питании двигателей от сети постоянного тока, а также в автономных устройствах, где необходимо использовать аккумуляторы электрической энергии.

В схеме «управляемый выпрямитель — двигатель» и при импульсном регулировании в цепи якоря находится быстродействующий регулятор напряжения, благодаря чему могут быть существенно улучшены переходные процессы в двигателе, возникающие при резких колебаниях нагрузки, напряжения питающей сети и по другим причинам.

7.7. Работа двигателя при пульсирующем токе якоря

Современные способы регулирования частоты вращения двигателей путем питания их от выпрямителя или импульсного преобразователя перспективны, так как исключают потери в реостатах, позволяют производить рекуперативное торможение почти до полной остановки, сравнительно легко поддаются автоматизации и т. д. Однако эти методы имеют и существенный недостаток: двигатель работает при напряжении на якоре, содержащем переменную составляющую, что вызывает появление переменной составляющей тока якоря, т. е. ток якоря становится пульсирующим.

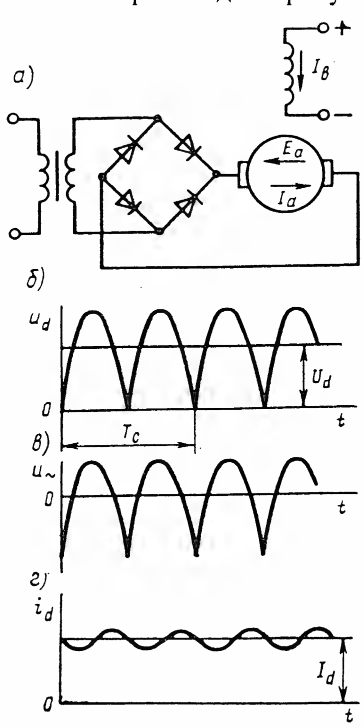


Рис. 7.35. Схема мостового однофазного выпрямителя *(а)*, кривая выпрямленного напряжения *(б)*, переменная составляющая напряжения *(в)* и кривая выпрямленного тока *(г)*

Пульсации напряжения и тока якоря. В неуправляемых выпрямителях, где выпрямляющими элементами являются диоды, а выпрямленное напряжение U_d жестко связано с переменным напряжением E_2, подводимым к выпрямителю, амплитуда пульсаций напряжения и их частота определяются числом тактов выпрямления за период. Например, в однофазном мостовом выпрямителе (рис. 7.35, *а*) в каждом периоде изменения сетевого напряжения имеется два одинаковых такта выпрямления (рис. 7.35, *б*), поэтому частота пульсаций выпрямленного напряжения, а следовательно, и частота переменной составляющей выпрямленного напряжения в 2 раза выше частоты сети. Эта переменная составляющая несинусоидальна (рис. 7.35, *в*). Однако с достаточной точностью она может быть заменена синусоидальной кривой — первой гармоникой разложения в ряд Фурье, изменяющейся с частотой, в 2 раза большей частоты сети:

$$u_\sim = U_{m\sim} \sin \omega t, \tag{7.93}$$

где $\omega = 4\pi f_c$ — угловая частота переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Пренебрежение высшими гармониками напряжения тем более допустимо, что амплитуды токов, ими создаваемых, малы из-за большого индуктивного сопротивления обмоток двигателя.

При других схемах выпрямления также пренебрегают высшими гармониками.

Пульсации выпрямленного напряжения характеризуется коэффициентом пульсации

$$\boxed{q = U_{m\sim}/U_d \approx 2/(m^2 - 1),} \qquad (7.94)$$

где m — число тактов выпрямления за период сетевого напряжения.

В табл. 7.1 приведены частоты переменных составляющих выпрямленного напряжения и коэффициенты пульсации для наиболее распространенных схем выпрямления.

Таблица 7.1

Наименование	Однофазная двухполупериодная	Трехфазная с нулевой точкой	Трехфазная мостовая
Число тактов m	2	3	6
Частота f	$2f_c$	$3f_c$	$6f_c$
Коэффициент пульсации q	0,67	0,25	0,057

Из табл. 7.1 видно, что даже в неуправляемых выпрямителях бывают значительные пульсации выходного напряжения. Пульсации тока якоря меньше пульсаций напряжения, хотя могут быть довольно большими (рис. 7.35, *г*).

Так, например, при однофазных выпрямителях $q = 0{,}67$ и на электровозах переменного тока, где установлены такие выпрямители, пульсации тока якоря очень велики. Амплитуда переменной составляющей тока двигателя ограничивается практически только индуктивными сопротивлениями обмоток в цепи якоря

$$I_m = U_{m\sim}/(\omega \sum L) = qU_d/(\omega \sum L). \qquad (7.95)$$

Несмотря на то что на электровозах ставится сглаживающий реактор, коэффициент пульсации тока велик:

$$\boxed{s_i = I_m/I_d,} \qquad (7.96)$$

$s_i = 0{,}2 \ldots 0{,}3$ при больших токах нагрузки, $s_i = 0{,}4 \ldots 0{,}5$ — при малых. Это объясняется тем, что амплитуда переменной составляющей тока зависит только от индуктивности реактора и двигателя и меняется сравнительно мало. Для уменьшения пульсации тока якоря можно было бы увеличить индуктивность реактора, однако это экономически нецелесообразно, так как сильно повышает массу и стоимость реактора, а также потери в нем, которые сейчас снижают КПД установки на 2% (их увеличение в 2 ... 3 раза совершенно недопустимо). Большие потери в реакторе вызваны тем, что через его

обмотку проходит весь ток. Наличие постоянной составляющей тока заставляет делать реактор с разомкнутой магнитной системой, в связи с чем он имеет большое число витков и сравнительно большое активное сопротивление.

В трехфазных выпрямителях пульсация тока значительно меньше, так как меньше коэффициенты пульсации напряжения и выше частоты переменной составляющей.

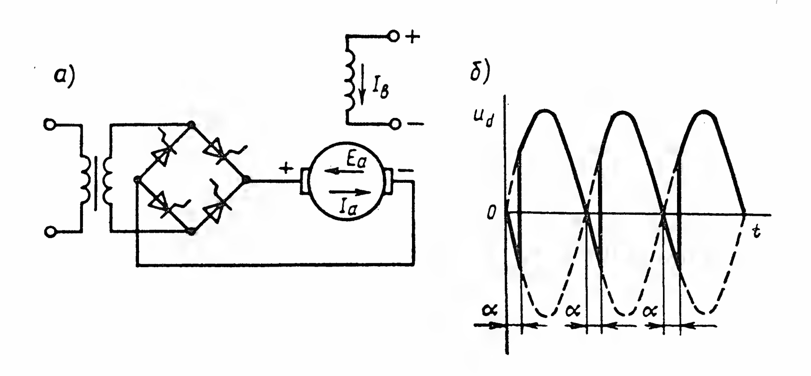


Рис. 7.36. Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя (*а*) и кривая выпрямленного напряжения (*б*)

При трехфазной мостовой схеме пульсация напряжения менее 6%, а частота первой гармоники 300 Гц (при $f_c = 50$ Гц), поэтому пульсации тока двигателя невелики и работа двигателя от такого выпрямителя практически не отличается от работы при питании от генератора постоянного тока.

Однако при питании от управляемого выпрямителя пульсации тока и напряжения резко возрастают. Управляемый выпрямитель (рис. 7.36, *а*) имеет вместо диодов тиристоры, моментами включения которых можно управлять, подавая на их управляющий электрод импульс напряжения.

Выпрямленное напряжение зависит от того, в какой момент времени подается импульс управления. Обозначив через α угол, отсчитываемый от момента появления на тиристоре положительного напряжения до момента его включения, получим значение выпрямленного напряжения при непрерывном токе в двигателе:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \qquad (7.96)$$

Кривая выпрямленного напряжения (рис. 7.36, *б*) имеет значительно большие пульсации, чем при отсутствии регулирования, так как в течение времени, соответствующего углу α, на нагрузке напряжение отрицательно (ток продолжает проходить под действием ЭДС самоиндукции).

В управляемых выпрямителях коэффициент пульсации определяется по формуле

$$q = U_{m\sim}/U_{d0} = [2/(m^2-1)]\cos\alpha\sqrt{1+m^2\operatorname{tg}^2\alpha}. \quad (7.98)$$

Высшие гармоники в управляемых выпрямителях больше, чем в неуправляемых.

Из рис. 7.37 видно, что даже в трехфазном мостовом выпрямителе коэффициент пульсации достигает $q=0{,}4$, не говоря уже о двухфазном выпрямителе, где коэффициент пульсации может превышать значение $q=1{,}3$.

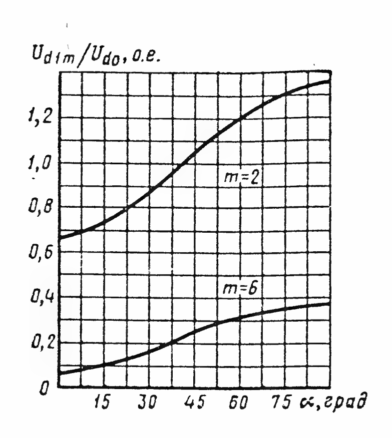


Рис. 7.37. Зависимости $q=f(\alpha)$ для однофазного и трехфазного мостового выпрямителей

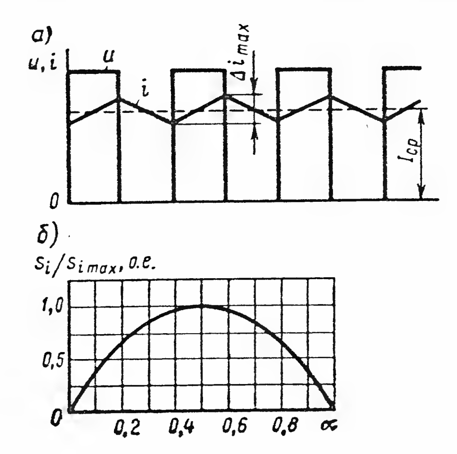


Рис. 7.38. Пульсация напряжения и тока (*а*) в импульсном регуляторе, зависимость коэффициента пульсации от заполнения (*б*)

Следовательно, в двигателе, питаемом от управляемого выпрямителя, могут быть сильные пульсации тока якоря, особенно при больших углах регулирования.

При импульсном регулировании пульсация напряжения зависит от режима и принимает значения от максимального до нуля. Тактовая частота импульсного регулятора обычно очень велика: от 200 до 5000 Гц. Поэтому можно приближенно считать, что ток в цепи якоря изменяется прямолинейно (рис. 7.38, *а*) и за проводящий отрезок времени получает приращение

$$\Delta i \approx \frac{\Delta U}{L}\tau = \frac{(U-E)}{L}\tau, \quad (7.99)$$

так как $E \approx U_{\text{ср}} = \alpha U$,

$$\Delta i \approx \frac{U-\alpha U}{L}\tau\frac{T}{T} = \frac{\alpha(1-\alpha)U}{Lf}, \quad (7.100)$$

где $\alpha=\tau/T$ — коэффициент заполнения; $f=1/T$ — тактовая частота преобразователя.

Максимум пульсации тока определяется дифференцированием (7.100) по α; приравняв производную нулю, получим, что пульсации максимальны при $\alpha=0{,}5$ и приращение тока в этом режиме

$$\Delta i_{max}=U/4Lf. \qquad (7.101)$$

Максимальный коэффициент пульсации тока

$$\boxed{s_{i\,max}=I_m/I_{ср}=0{,}5\Delta i_{max}/I_{ср}=U/(8fL).} \qquad (7.102)$$

Зависимость относительного коэффициента пульсации от α при непрерывном токе якоря

$$\boxed{s_i/s_{i\,max}=4\alpha(1-\alpha)} \qquad (7.103)$$

показана на рис. 7.38, *б*.

Итак, при импульсном регулировании возможны значительные пульсации тока, особенно в режимах с $\alpha\approx0{,}5$, т. е. при напряжении, в 2 раза меньшем напряжения сети.

Разложение в ряд Фурье функции $i=f(t)$, изображенной на рис. 7.38, *а*, имеет вид

$$i_{\sim}=\frac{4}{\pi}I_m\left(\sin\omega t-\frac{1}{3^2}\sin3\omega t+\frac{1}{5^2}\sin5\omega t-\ldots\right), \qquad (7.104)$$

где $I_{m1}=\frac{4}{\pi}I_m=\frac{4}{\pi}\,s_iI_{ср}\sim s_{i1}I_{ср}$; s_{i1} — коэффициент пульсации первой гармонической переменной составляющей тока.

Как и ранее, ограничимся учетом первой гармоники —

$$i_{\sim}\approx I_{m1}\sin\omega t. \qquad (7.105)$$

Потери в меди обмоток в цепи якоря. Из-за пульсации тока они возрастают. Потери мощности в активном сопротивлении при пульсирующем токе якоря

$$\Delta p_п=\frac{1}{T}\int_0^T i^2R\,dt=\frac{I_{ср}^2R}{T}\int_0^T(1+s_i\sin\omega t)^2\,dt. \qquad (7.106)$$

Решив (7.106), после преобразований получим

$$\Delta p_п=I_{ср}^2R(1+s_i^2/2). \qquad (7.107)$$

Сравнивая с потерями при постоянном токе $\Delta p_п=I^2_{ср}R$, получим коэффициент увеличения потерь

$$\boxed{\Delta p_п/\Delta p_{=}=1+0{,}5s_i^2.} \qquad (7.108)$$

Ниже приведены значения $(1+0{,}5s_i^2)=\varphi(s_i)$.

s_i	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
$\Delta p_п/\Delta p_{=}=1+0{,}5s^2i$	1,005	1,02	1,045	1,08	1,18	1,32	1,5

При $s_i = 0{,}1$ и менее потери практически такие же, как при постоянном токе. Однако при $s_i > 0{,}2$ влияние пульсаций тока становится заметным и быстро возрастает с их ростом.

Потери можно представить и в другом виде, раскрыв скобки в (7.99):

$$\Delta p_{п} = I_{ср}^2 R + 0{,}5 (s_i I_{ср})^2 R = I_{ср}^2 R + 0{,}5 I_{m1}^2 R. \qquad (7.109)$$

Другими словами, кроме потерь от постоянного тока $I_{ср}$ существуют потери, возникающие из-за пульсации:

$$\boxed{\Delta p'_{\sim} = 0{,}5 I_{m1}^2 R.} \qquad (7.110)$$

Кроме пульсационных потерь появляются потери от вытеснения тока (потери от вихревых токов в проводниках), которые учитываются умножением пульсационных потерь на коэффициент Фильда:

$$\boxed{\Delta p_{\sim} = \Delta p'_{\sim} k_{Ф},} \qquad (7.111)$$

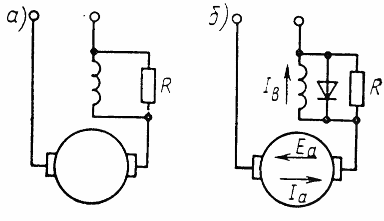


Рис. 7.39. Схема двигателя последовательного возбуждения, работающего при пульсирующем токе якоря

обычно $k_{Ф} = 1{,}05 \ldots 1{,}1$; определение $k_{Ф}$ рассмотрено в гл. 9 (при расчете добавочных потерь).

Из-за увеличения потерь в обмотках их температура (например, в тяговых двигателях выпрямительных электровозов) при пульсирующем токе якоря возрастает на 10...20°С по сравнению с температурой в режиме постоянного тока.

Потери в стали двигателя. При пульсирующем токе потери возрастают сравнительно мало, так как магнитный поток пульсирует незначительно. В двигателях с параллельным возбуждением обмотка возбуждения получает питание от источника, напряжение которого сглажено, т. е. двигатель фактически имеет независимое возбуждение. В двигателях последовательного возбуждения обмотка возбуждения шунтируется активным сопротивлением (рис. 7.39, *а*), через который и замыкается, в основном, переменная составляющая тока. Часто параллельно сопротивлению включается полупроводниковый диод (рис. 7.39, *б*), что еще сильнее сглаживает ток в обмотке возбуждения. Обычно пульсация тока в обмотке возбуждения менее 3%, а пульсация потока возбуждения еще меньше. Потери от вихревых токов в массивных частях магнитопровода, которые были бы очень велики при пульсациях тока возбуждения и магнитного потока, минимальны.

Пульсирует только МДС якоря, значит, переменную составляющую имеет поток якоря, который замыкается через шихтованные участки магнитной цепи: сердечник якоря, зубцы и сердечники главных полюсов. Наибольшая индукция $B_{\sim}$ от переменной составляющей магнитного потока — в зубцах якоря. Ориентировочное зна-

чение $B_\sim$ можно получить, сравнив МДС переменной составляющей якоря $F_{a\sim}$ с МДС главных полюсов. Учитывая, что амплитуда переменной составляющей тока якоря $I_{m1}=s_iI_a$, можно считать $F_{a\sim}=s_iF_{aq}$ и, следовательно,

$$F_{a\sim}/F_в=s_iF_{aq}/F_в\approx s_i/k_{ном}, \qquad (7.112)$$

где $k_{ном}$ — коэффициент устойчивости в номинальном режиме.

Так как $k_{ном}=2...3$, амплитуда переменной составляющей МДС якоря невелика и малы дополнительные потери в стали, пропорциональные квадрату магнитной индукции. Например, если $s_i=0{,}3$ и $k_{ном}=2$, то $s_i^2/k^2_{ном}=0{,}0225$, т. е. потери в стали зубцов под краем полюса, вызванные пульсациями потока якоря,

$$\Delta p_{Z\,д}=\Delta p_Z\,(s_i/k_{ном})^2\,f_\sim/f_{ном}\approx 0{,}05\Delta p_Z,$$

где $f_\sim$ — частота пульсаций МДС якоря (при однофазном выпрямлении $f_\sim=100$ Гц); Δp_Z — потери в стали зубцов от основного потока.

В среднем потери в зубцах значительно меньше, чем под краем полюса, где МДС якоря максимальна:

$$\Delta p_{Z\,д}\approx 0{,}3\Delta p_Z\,(s_i/k_{ном})^2\,f_\sim/f_{ном}. \qquad (7.113)$$

Обычно при расчете дополнительные потери в стали, возникающие из-за пульсации МДС якоря, не учитываются.

Потенциальные условия на коллекторе. Из-за пульсации тока якоря они ухудшаются. В соответствии с пульсацией тока якоря пульсирует МДС якоря, а следовательно, и коэффициент устойчивости

$$\boxed{k_п=k\,(1+s_i\sin\omega t),} \qquad (7.114)$$

в связи с чем возникают пульсации напряжения между смежными пластинами и максимальное $k_п$ значение возрастает. Например, у машины с равномерным зазором в режиме максимального ослабления поля коэффициент искажения поля возрастет со значения

$$k_f=1+1/k$$

до значения

$$k_{f\,max}=1+1/k\,(1-s_i), \qquad (7.115а)$$

т. е. максимальное напряжение между смежными пластинами при пульсирующем токе якоря увеличится в соотношении

$$\boxed{k_{f\,max}/k_f=(k_f-s_ik)/[k_f\,(1-s_i)].} \qquad (7.115б)$$

При типичных значениях $k_f=2$ (коэффициент устойчивости $k=1$) и $s_i=0{,}3$ максимальное напряжение между смежными пластинами возрастает примерно на 20%. Таким образом, при пульсирующем токе якоря более вероятно возникновение вспышки между смежными коллекторными пластинами. Для перерастания вспышки

в круговой огонь требуется определенное время, чтобы успел нарасти ток в дуге между пластинами и чтобы ионизировалось пространство над коллектором. Опыты по изучению кругового огня показали (гл. 3), что вспышка от момента возникновения до перерастания в мощную дугу перемещается вместе с коллектором на 5 ... 10 см, чему соответствует время около $(2 \ldots 5) 10^{-3}$ с при линейной скорости на поверхности коллектора $v_{\text{кол}} \approx 20$ м/с.

При частоте пульсаций от 100 до 300 Гц длительность полупериода, за который максимальное напряжение между пластинами увеличивается, составляет от 5 до 1,6 мс — время, вполне достаточное для перерастания вспышки в круговой огонь.

При пульсирующем токе якоря нужно принимать меры к некоторому снижению максимального напряжения между смежными коллекторными пластинами: увеличивать минимальный коэффициент устойчивости, снижать напряжение на коллекторе и т. п.

Коммутация при пульсирующем токе якоря. Двигатель, питающийся от выпрямителя, имеет пульсирующий ток якоря, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки, но постоянный магнитный поток. Поэтому коммутация в двигателях пульсирующего тока протекает легче, чем в коллекторных двигателях переменного тока, где переменные и ток якоря, и ток возбуждения, следовательно, и магнитный поток. Переменный магнитный поток индуцирует в короткозамкнутой секции, находящейся в процессе коммутации, трансформаторную ЭДС e_t, амплитуда которой

$$\boxed{e_{tm} = 2\pi f w_{\text{с}} \Phi_m} \quad (7.116)$$

и которая вызывает ток, замыкающийся через щетки. Добавочный ток, разрываемый щеткой, вызывает искрение, тем более интенсивное, чем больше e_{tm}.

В двигателях пульсирующего тока трансформаторная ЭДС также может возникнуть и влиять на коммутацию, хотя принципиально можно ее избежать. Например, в двигателе с последовательным возбуждением обмотка возбуждения зашунтирована сопротивлением $R_{\text{ш}}$ (рис. 7.39) и на нем возникает переменная составляющая напряжения, амплитуда которого

$$\boxed{U_{m\text{в}} \approx I_m R_{\text{ш}} = s_i I_a R_{\text{ш}}.} \quad (7.117)$$

Так как это же напряжение приложено и к обмотке возбуждения, в ней индуцируется ЭДС $E_{\text{в}\sim}$, уравновешивающая приложенное напряжение. Амплитуда ЭДС одного витка возбуждения приблизительно равна трансформаторной ЭДС в короткозамкнутой секции, поскольку они сцеплены практически с одним и тем же потоком:

$$e_{tm} = e_{\text{в}m} = U_{m\text{в}}/(2pw_{\text{в}}) = s_i I_a R_{\text{ш}}/(2pw_{\text{в}}). \quad (7.118)$$

Опыт проектирования и эксплуатации двигателей переменного тока показывает, что при $e_{tm} \geqslant 3{,}0$ В искрение становится недопу-

стимо сильным. Для мощных двигателей пульсирующего тока обычно выбирают $R_{ш}$ таким, чтобы выполнялось условие $e_{tm} \leqslant 0{,}5$ В.

При этом неблагоприятное воздействие трансформаторной ЭДС мало. Иногда пытаются использовать индуктивность обмотки последовательного возбуждения для уменьшения пульсации тока и не шунтируют ее активным сопротивлением. Это нецелесообразно, так как можно расстроить коммутацию двигателя из-за появления большой трансформаторной ЭДС, не говоря уже о резком увеличении потерь в ярме двигателя.

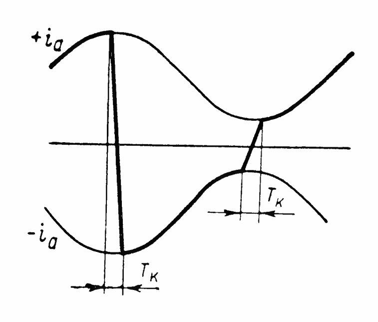


Рис. 7.40. Изменение тока в секции в процессе коммутации, при пульсирующем токе якоря

Изменение тока в короткозамкнутой секции в процессе коммутации при пульсирующем токе якоря показано на рис. 7.40. Обычно период коммутации $T_к = b_{щ}/v_{кол} \approx (1{,}0...0{,}1)\,10^{-3}$ с при скорости коллектора $v_{кол} = 20$ м/с и более и ширине щетки $b_{щ} = 1{,}0...2{,}0$ см, т. е. на порядок меньше периода пульсаций тока при их частоте 100...300 Гц.

Поэтому можно считать, что за период коммутации ток в параллельной ветви не меняется и реактивная ЭДС

$$e_р = -L_р 2i_a/T_к = -L_р \frac{2I_a}{T_к 2a}(1 + s_i \sin \omega t) = e_{р.ср} + e_{р\sim}, \qquad (7.119)$$

где $2a$ — число параллельных ветвей обмотки якоря.

Таким образом, реактивная ЭДС имеет переменную составляющую, совпадающую по фазе с переменной составляющей тока якоря.

Для безыскровой коммутации при постоянном токе должно соблюдаться условие $e_{р.ср} + e_{к.ср} = 0$. При пульсирующем токе это условие приобретет вид $|e_р + e_к|_{ср} = 0$, т. е. должны компенсироваться за период коммутации секции паза ЭДС $e_{р.ср}$ и $e_{р\sim}$, обусловленные постоянной и переменной составляющими тока соответственно. Будем считать, что коммутация при постоянном токе налажена и тогда вопрос сводится к компенсации переменной составляющей реактивной ЭДС

$$\boxed{(e_{р\sim} + e_{к\sim})_{ср} = 0.} \qquad (7.120)$$

По обмотке дополнительных полюсов замыкается пульсирующий ток и поэтому МДС $F_{д.п}$ имеет переменную составляющую, пропорциональную $e_{р\sim}$. Если бы поток в зоне коммутации изменялся пропорционально изменению МДС $F_{д.п}$, то компенсация переменной составляющей реактивной ЭДС происходила бы автоматически. Однако поток дополнительных полюсов $\Phi_к$ замыкается по массивному ярму и сердечникам дополнительных полюсов, т. е. по магнитной

цепи, которая плохо проводит переменный магнитный поток из-за возникновения в стали вихревых токов.

Эксперименты показали, что переменная составляющая потока в зоне коммутации $\Phi_{\sim}$ мала и часто имеет фазу, почти противоположную фазе МДС $F_{д.п\sim}$. Рассмотрим качественную сторону явления (рис. 7.41).

При постоянном токе $\Phi_к = (F_{д.п} - F_a)/R_\delta$ и $\Phi_\sigma = F_{д.п}/R_\sigma$, где Φ_σ — поток рассеяния добавочного полюса; R_δ и R_σ — соответственно сопротивления зазора под добавочным полюсом и потоков рассеяния.

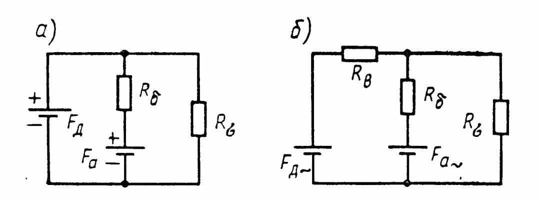


Рис. 7.41. Схема замещения для МДС и потоков дополнительного полюса при постоянном (*а*) и переменном (*б*) токе

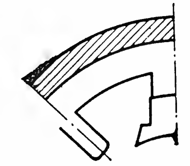


Рис. 7.42. Шихтованная вставка для улучшения коммутации при пульсирующем токе

При переменном токе (рис. 7.41, *б*)

$$\boxed{\Phi_{к\sim} = (aF_{д.п\sim} - F_{a\sim})/(R_\sigma + aR_в),} \tag{7.121}$$

где $R_в$ — эквивалентное сопротивление, вносимое наличием вихревых токов; $a = 1 - R_в/(R_в + R_\sigma)$.

Чем больше $R_в$, тем меньше переменная составляющая потока в зоне коммутации; при условии $aF_{д.п} < F_{a\sim}$ переменная составляющая $\Phi_{к\sim}$ «опрокидывается», т. е. уже не улучшает, а ухудшает коммутацию.

Предпринимались попытки улучшить коммутацию путем установки шихтованных вставок и шихтованных сердечников добавочных полюсов (рис. 7.42), которые уменьшают действие вихревых токов, благодаря чему возрастает магнитный поток в зоне коммутации. Кроме того, шихтованная магнитная система улучшает качество переходных процессов в двигателях при резких изменениях тока нагрузки и питающего напряжения.

Однако шихтованная магнитная система не полностью устраняет возможность искрения из-за пульсации тока якоря, так как вихревые токи в ярме и полюсе все же возникают, хотя и существенно ослабляются. Кроме того, фаза потока $\Phi_{к\sim}$ не соответствует фазе $F_{д.п\sim}$ и, следовательно, не полностью компенсируется переменная составляющая реактивной ЭДС.

Если для работы при пульсирующем токе якоря выбирается двигатель обычной конструкции — с массивными ярмом и сердечниками добавочных полюсов, то он должен иметь достаточный «запас по коммутации».

Считая, что поток в зоне коммутации постоянен и переменная составляющая реактивной ЭДС $e_{р\sim}$ ничем не компенсируется, можно рассматривать эту составляющую как периодическое нарушение коммутации

$$\Delta_{\sim}=e_{р\sim}/e_{к.ср}=e_{р\sim}/e_{р.ср}=s_i. \tag{7.122}$$

Взяв отношение периода коммутации $T_п$ к периоду пульсации тока $T_{\sim}$, определим, является это нарушение кратковременным или длительным. Например, при $T_{\sim}=0{,}01$ с и $T_п\approx 1{,}10^{-3}$ с $T_п/T_{\sim}=0{,}1$ и нарушение нужно считать длительным, т. е. не учитывать демпфирующее влияние коммутируемых секций соседних пазов. Тогда эффективная погрешность по (4.83)

$$\Delta_э\approx 0{,}225\Delta_{\sim}=0{,}225s_i. \tag{7.123}$$

Условие безыскровой коммутации

$$\Delta_э^2 k_щ<1\ [Вт/см], \tag{7.124}$$

откуда

$$\boxed{k_щ\leqslant 1/\Delta_э^2=1/(0{,}225^2 s_i^2)\approx 20/s_i^2.} \tag{7.125}$$

Ниже приведены значения $K_щ=f(s_i)$, вычисленные по формуле (7.125).

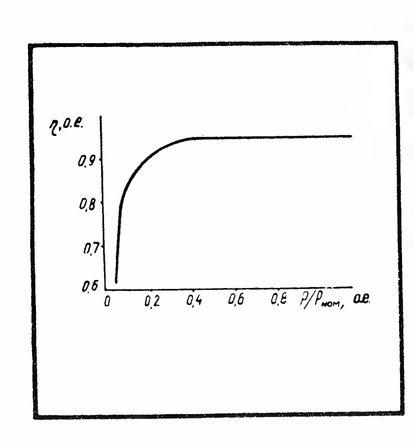
s_i	1,0	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$K_щ$	20	31	55	80	125	222	500	2000

Из этих данных видно, что опасность искрения пропорциональна квадрату коэффициента пульсации и практически при коэффициенте пульсации $s_i=0{,}4$ и более опасное искрение под щеткой неизбежно. С другой стороны, пульсация тока менее 10% незначительно сказывается на коммутации машины.

В большинстве случаев коммутация является нормальной, если коэффициент пульсации тока якоря в мощных двигателях не превышает значения $s_i=0{,}2$. Сгладить ток до такого значения не представляет труда ни в трехфазных выпрямителях, ни в импульсных регуляторах, где частота пульсаций высокая. Исключение представляют однофазные выпрямители, где нужно применять очень надежные с точки зрения коммутации двигатели.

При малых частотах вращения, когда реактивная ЭДС мала (и мал $K_щ$), можно допустить повышенную пульсацию тока согласно формуле (7.125). Это довольно хорошо согласуется со свойствами управляемых выпрямителей, у которых пульсации максимальны при глубоком регулировании, т. е. при малом выпрямленном напряжении. Учитывая данное положение, можно предотвратить установку сглаживающих реакторов излишних габаритов и стоимости.

1. Как производится пуск двигателя в ход?
2. Как изменить направление вращения двигателя?
3. Какой двигатель имеет жесткую скоростную характеристику?
4. Почему двигатель последовательного возбуждения нельзя пускать в ход без нагрузки?
5. Что произойдет при обрыве провода в цепи обмотки возбуждения двигателя с параллельным возбуждением?
6. Как изменится угловая скорость, если в цепь якоря включить реостат?
7. Как изменится скорость холостого хода двигателя с параллельным возбуждением, имеющего ненасыщенную магнитную систему, если ток возбуждения уменьшить на 20%? Как изменятся при этом ток короткого замыкания и максимальный вращающий момент?
8. Какие недостатки имеет реостатно-контакторное управление?
9. Почему очень редко применяется генератор с последовательным возбуждением?
10. Каковы достоинства системы «управляемый выпрямитель—двигатель»?
11. Почему при импульсном регулировании пульсации тока якоря меньше пульсаций напряжения?
12. Как осуществляется рекуперация при импульсном регулировании, если ЭДС якоря меньше напряжения сети?
13. Что такое «коэффициент регулируемости двигателя»?
14. Когда более вероятно искрение щеток: при большой или малой скорости?
15. Как влияет пульсация тока на коммутацию?
16. Почему при ослабленном поле более вероятно появление кругового огня на коллекторе?
17. Какие изменения делаются в конструкции двигателей для улучшения коммутации при пульсирующем токе?
18. Почему двигатели с широким диапазоном регулирования скорости выполняются с компенсационной обмоткой?
19. Чем отличается трехзонное регулирование от двухзонного?
20. Когда с точки зрения обеспечения надежной работы двигателя выгодно применять трехзонное регулирование?



8 Потери и коэффициент полезного действия

Полезная мощность машины меньше подведенной к ней мощности, так как часть потребляемой машиной энергии рассеивается, превращается в теплоту и не используется.

Мощность потерянной энергии называется потерями мощности или просто потерями.

Рассматриваемые в данной главе вопросы большей частью являются общими для машин постоянного и переменного тока.

8.1. Значение снижения потерь и повышения КПД

Во всякой машине потери в значительной степени влияют на ее экономичность. В электрических машинах, и в частности в машинах постоянного тока, это влияние потерь весьма своеобразно и заслуживает особого обсуждения.

Потери в электрических машинах относительно малы, что позволяет получить высокий коэффициент полезного действия

$$\boxed{\eta = P_2/P_1 = (P_1 - \sum p)/P_1,} \tag{8.1}$$

где P_2 — полезная мощность; P_1 — подводимая мощность; Σp — суммарная мощность потерь.

Коэффициент полезного действия в малых машинах $\eta = 0{,}7 ... 0{,}8$; в машинах средней мощности $\eta = 0{,}85 ... 0{,}92$; в крупных машинах $0{,}94 ... 0{,}97$, в отдельных случаях $\eta = 0{,}985$ (в мощных автотрансформаторах $\eta = 0{,}995$). Казалось бы, что дальнейшее повышение КПД не имеет большого смысла: он настолько высок, что существенно сократить потери невозможно. Однако это не так. При столь высоких значениях КПД главная экономическая выгода от его повышения заключается не в экономии энергии, а в улучшении свойств машины: в снижении ее массы, повышении мощности и т. д.

Из формулы (8.1) суммарная мощность потерь

$$\sum p = P_1(1-\eta). \qquad (8.2)$$

Мощность потерь является мощностью тепловой энергии, выделяющейся в машине, которую следует отводить от машины во избежание перегревания ее частей. Теплоотвод в крупных машинах превращается в трудноразрешимую проблему. Но и в большинстве других электрических машин допустимая нагрузка, т. е. мощность машины, определяется условиями ее нагревания.

Особенно наглядно влияние КПД и условий нагревания можно проследить на истории развития крупных турбогенераторов. Генератор с воздушным охлаждением мощностью 100 тыс. кВт при высоте 3 м и длине 10 м имел КПД $\eta=0{,}97$.

Благодаря применению водородного охлаждения уменьшились потери на трение ротора о воздух и КПД увеличился до значения $\eta=0{,}978$. Конечно, 0,8% сбереженной энергии тоже имеют значение, но вряд ли они смогли бы компенсировать усложнение конструкции, постройку установки для производства водорода и т. п. Главный эффект от повышения КПД заключался в том, что потери в генераторе, ранее составлявшие $\Sigma p = P_1(1-\eta) = 100\,000\cdot 0{,}03 = 3$ МВт, сократились до $\Sigma p = 100\,000\cdot(1-0{,}978) = 2{,}2$ МВт, т. е. почти в 1,5 раза. Это позволило после некоторой переделки машины получить генератор мощностью 150 тыс. кВт, т. е. мощность машины была увеличена ровно в 1,5 раза при тех же габаритах.

Если бы каким-либо образом удалось создать машину без потерь, то главным в этом достижении была бы не экономия 1...2% энергии, а возможность увеличения мощности до пределов, ограничиваемых только механической прочностью машины.

Поэтому *борьба за повышение КПД и уменьшение потерь — основная задача конструктора машины.* С каждым годом уточняются методы расчета потерь, улучшаются свойства материалов, применяемых в электромашиностроении, и изыскиваются все более удачные конструктивные решения.

Потери в машине делятся на следующие основные группы: потери в стали, в обмотках, в щеточном контакте и механические потери.

8.2. Механические потери

Механические потери в электрических машинах включают в себя потери в подшипниках, на трение щеток о коллектор и на трение о воздух (включая вентиляционные потери).

Потери в подшипниках. В машинах малой и средней мощности применяются шариковые подшипники, потери в которых определяются по формуле

$$\boxed{p_{\text{п.ш}} = k_{\text{тр}}(F/D_{\text{ш}})v_{\text{ц}},} \qquad (8.3)$$

где F — нагрузка на подшипник; $D_ш$ — диаметр окружности, проведенной через центры шариков; $k_{тр} \approx 0{,}001 \dots 0{,}002$ — коэффициент трения; $v_ц$ — скорость на центрах шариков.

В машинах мощностью 100...2000 кВт ставятся роликовые подшипники, способные выдерживать большую нагрузку, чем шариковые. Потери в них определяются по той же формуле (8.3), но увеличивается коэффициент трения $k_{тр} = 0{,}002 \dots 0{,}003$.

Иногда для простоты при расчете потерь в подшипниках считается, что они зависят только от мощности и диаметра якоря. Например, для тяговых двигателей принимается $p_п \approx 0{,}002\ P_{ном}$.

В машинах большой мощности применяются подшипники скольжения, потери в которых

$$P_{п.ш} \approx (26/\vartheta_м)\, dlv, \tag{8.4}$$

где $\vartheta_м$ — температура масла; d, l, v — диаметр, длина и скорость на поверхности шейки вала соответственно.

Потери на трение о воздух и вентиляционные. В машинах с самовентиляцией потери на трение о воздух определяются по эмпирической формуле

$$p_{вент} = 1{,}75 Q v^2, \tag{8.5}$$

где Q — количество воздуха, прогоняемого через машину за секунду [$м^3$]; v — скорость на внешнем диаметре вентиляционных крыльев.

Так как Q пропорционально v, вентиляционные потери пропорциональны скорости в третьей степени.

В машинах с внешним вентилятором (с принудительной вентиляцией)

$$\boxed{p_{вент} = 9{,}81\,(H/\eta_{вент})\,Q,} \tag{8.6}$$

где H — давление, мм вод. ст.; $\eta_{вент} = 0{,}3 \dots 0{,}5$ — КПД вентилятора. Этой же формулой можно пользоваться и при самовентиляции, принимая $\eta_{вент} \approx 0{,}15$.

На некоторых заводах суммарные потери в подшипниках и вентиляционные (их сложно разделить) определяют исходя из мощности и частоты вращения либо из диаметра якоря и частоты вращения по эмпирическим формулам или экспериментальным номограммам.

Потери на трение щеток. Они подсчитываются по формуле

$$\boxed{p_{тр.щ} = 9{,}81 k_{тр} p_щ S_щ v_{кол},} \tag{8.7}$$

где $k_{тр} = 0{,}2 \dots 0{,}3$ — коэффициент трения; $p_щ$ — удельное давление щеток, равное $0{,}15 \dots 0{,}25$ кг/см^2 для машин общего назначения, $0{,}3 \dots 0{,}5$ кг/см^2 для тяговых двигателей и других машин, работающих в условиях сильной вибрации; $S_щ$ — общая площадь скольжения всех щеток.

Уточненные значения $k_{тр}$ берутся из ГОСТа на щетки.

8.3. Потери в стали на перемагничивание

Потери на перемагничивание стали обусловлены явлениями гистерезиса и вихревыми токами. Различают основные потери в стали, обусловленные первой гармоникой магнитного потока, и добавочные, возникающие из-за несинусоидальности распределения магнитного потока, пульсаций магнитного потока с повышенной частотой и других факторов.

Основные потери в стали. Они возникают из-за вращения якоря в основном магнитном поле главных полюсов. При этом зубцы якоря в его сердечник перемагничиваются с частотой

$$f = pn/60. \tag{8.8}$$

Зубцы якоря перемагничиваются циклически, т. е. половину периода в них магнитный поток направлен в одну сторону, а половину периода (под другим полюсом) — в другую. Этот процесс сходен с циклами перемагничивания стержней трансформатора. Именно для перемагничивания такого характера даются справочные данные для электротехнической стали.

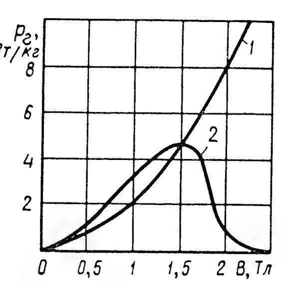


Рис. 8.1. Потери на гистерезис при переменном (*1*) и вращательном (*2*) перемагничивании

Сердечник якоря имеет вращательное перемагничивание: в каждом элементе сердечника направление магнитной индукции меняется постепенно, при сравнительно малом изменении магнитной индукции. Экспериментально установлено, что при вращательном перемагничивании потери на гистерезис при индукции $B = 1{,}0...1{,}6$ Тл в 1,6...2 раза выше, чем при циклическом (переменном) перемагничивании (рис. 8.1), а при повышении индукции резко уменьшаются.

Так как в сердечнике якоря индукция не превышает 1,6 Тл, удельные потери на гистерезис в сердечнике якоря нужно увеличить в 1,8 ... 2,0 раза.

Основные потери в стали определяются по формуле

$$\boxed{p_{Fe} = k_т (p_Z G_Z + p_a G_a),} \tag{8.9}$$

где $k_т = 2{,}5 ... 4{,}5$ — коэффициент увеличения потерь по технологическим причинам; p_Z и p_a — удельные потери в зубцах и в сердечнике якоря; G_Z и G_a — масса зубцов и сердечника.

Коэффициент увеличения потерь учитывает то, что после штамповки в местах, прилегающих к линии разреза, появляется наклеп, после сборки и прессовки — заусенцы замыкают соседние листы стали и т. п. Конечно, заранее точно определить, насколько возрастут потери в стали после изготовления машины, невозможно и обычно расчетчики устанавливают значение $k_т$ исходя из статисти-

ческих данных изготовленных машин: чем выше технология изготовления, тем ниже этот коэффициент.

Удельные потери стали p_Z и p_a определяются из справочника или по ГОСТу. Так как в ГОСТе приведены данные удельных потерь p_0 при стандартных частоте f_0 и индукции B_0, их нужно пересчитать для конкретных условий по формуле

$$p_Z = p_0(\alpha f/f_0 + \beta f^2/f_0^2)\,B_Z^2/B_0^2, \qquad (8.10)$$

где α и β — коэффициенты, учитывающие соотношение потерь на гистерезис и вихревые токи (см. гл. 2): для горячекатаных сталей $\alpha=0{,}7$, $\beta=0{,}3$; для холоднокатаных $\alpha=0{,}3$, $\beta=0{,}7$.

Удельные потери p_0 нужно выбирать возможно более близкими по режиму (по частоте и индукции) к расчетным.

Поверхностные потери в полюсных наконечниках. Поверхностные потери в полюсных наконечниках вызываются зубчатым строением якоря. Из-за наличия зубцов и пазов на якоре магнитная индукция в каждой точке поверхности полюсного наконечника пульсирует с частотой $f_Z = Zn/60$. Амплитуда переменной составляющей индукции

$$B_{max} \approx (k_\delta - 1)\,B_\delta. \qquad (8.11)$$

При вращении якоря переменная составляющая магнитной индукции вызывает в массивном полюсном наконечнике вихревые токи. Так как вихревые токи проникают в полюсный наконечник не глубоко, потери называют поверхностными. Для уменьшения поверхностных потерь желательно было бы часть сердечника полюса, обращенную к якорю, выполнять из листовой электротехнической стали. Однако технологически это трудно и поэтому идут на компромисс: сердечник полюса набирают из листов, но не электротехнической, а обычной листовой стали толщиной 1,0 ... 2,0 мм. Потери определяются по полуэмпирической формуле

$$\boxed{p'_{пов} = 4\,(f_Z/160)^{1,5}\,(10 t_1 B_{max})^2\,S_{пов},} \qquad (8.12)$$

где t_1 — зубцовое деление; $S_{пов}$ — площадь поверхности полюсных наконечников, м^2.

Пульсационные потери в зубцах. Если зубцы имеются и на роторе и на статоре, то поверхностных потерь нет, но есть пульсационные потери. Рассмотрим их возникновение. Каждый из зубцов якоря, например, может располагаться либо напротив зубца компенсационной обмотки, либо напротив паза. Так как магнитная проводимость между днами пазов в этих двух случаях различна, несколько различается и зубцовые потоки. При вращении якоря зубцовый поток меняется с частотой

$$f_{Z1} = v_a / t_{к.об}, \qquad (8.13)$$

где v_a — скорость на поверхности якоря; $t_{к.об}$ — зубцовое деление компенсационной обмотки.

Аналогично, каждый зубец статора (компенсационной обмотки) перемагничивается с частотой

$$f_{Z2}=v_a/t_1, \quad (8.14)$$

где t_1 — зубцовое деление якоря.

Амплитуда переменной составляющей индукции в зубцах якоря

$$B_{Z1\sim}\approx[\gamma\delta/(2t_1)]\,B_\delta, \quad (8.15)$$

где δ — ширина воздушного зазора; B_δ — индукция в зазоре;

$$\gamma=(b_{\text{к.об}}/\delta)^2/(5+b_{\text{к.об}}/\delta), \quad (8.16)$$

$b_{\text{к.об}}$ — ширина паза компенсационной обмотки.

Пульсационные потери в зубцах якоря

$$\boxed{p_{\text{пул}}\approx 0{,}14\,(f_Z B_{Z1\sim}/16)^2 G_{Z1}.} \quad (8.17)$$

Аналогично определяются пульсационные потери в зубцах компенсационной обмотки.

В машинах постоянного тока, имеющих сравнительно большие воздушные зазоры, амплитуды переменных составляющих индукции малы в соответствии с формулой (8.16), поэтому малы и пульсационные потери.

Часто пульсационные потери и поверхностные потери не рассчитывают, а несколько увеличивают основные потери в стали, изменяя $k_т$ в формуле (8.9). Однако проверка значений добавочных потерь в стали все же необходима для того, чтобы правильно оценить достоинства и недостатки конструкции.

8.4. Электрические потери в обмотках и в переходном контакте щеток

Основные потери в меди обмоток равны сумме потерь в обмотках якоря, добавочных полюсов, в компенсационной обмотке и обмотке возбуждения:

$$p_{\text{эл.об}}=p_{\text{эл}a}+p_{\text{эл.д.п}}+p_{\text{эл.к.об}}+p_{\text{эл.в}}. \quad (8.18)$$

В каждой из обмоток потери определяются по формуле

$$p_{\text{эл}}=I^2R, \quad (8.19)$$

где R — сопротивление обмотки при температуре 75°С (требование ГОСТа).

Если известно сопротивление обмотки R_0 при какой-то температуре ϑ_0, то сопротивление обмотки R_ϑ при температуре ϑ определяется по формуле

$$R_\vartheta=R_0[1+\alpha(\vartheta-\vartheta_0)], \quad (8.20)$$

где $\alpha\approx 0{,}004$ — температурный коэффициент меди.

Иногда при регулировании тока возбуждения машины с независимым или параллельным возбуждением с помощью реостата к потерям на возбуждение относят и потери в реостате. Тогда потери на возбуждение определяются по формуле

$$p_в = U_в I_в, \tag{8.21}$$

где $U_в$ — напряжение источника, от которого питается обмотка возбуждения; $I_в$ — ток обмотки возбуждения.

В некоторых случаях удобнее пользоваться не формулой (8.19), а формулой, преобразованной из нее следующим образом.

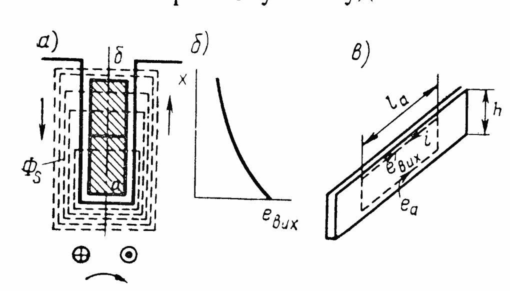


Рис. 8.2. Возникновение коммутационных потерь:

пазовый поток (*а*), диаграмма ЭДС (*б*), ЭДС в волокнах проводника (*в*)

Сопротивление обмотки можно представить в виде

$$R = \rho \frac{w l_{вит}}{q} \frac{q}{q} = \rho \frac{V_{Cu}}{q^2}, \tag{8.22}$$

где $\rho = 1/57$ Ом·мм²/м — удельное сопротивление меди при 15°С; w — число витков; $l_{вит}$ — длина витка; q — площадь поперечного сечения; V_{Cu} — объем меди обмотки.

Заменяя $V_{Cu} = G_{Cu}/\gamma$, где γ — плотность меди, получим

$$p_{эл} = I^2 R = I^2 \rho G/(q^2 \gamma). \tag{8.23}$$

Введя понятие о плотности тока в обмотке $j = I/q$ и подставив числовые значения ρ и γ, получим

$$\boxed{p_{эл} = 2{,}4 j^2 G_{Cu},} \tag{8.24}$$

где $p_{эл}$ выражается в Вт, если плотность тока выражается в А/мм², а G_{Cu} — в кг.

Коммутационные потери в меди якоря. В проводниках обмотки якоря проходит переменный ток, направление которого меняется в период коммутации (рис. 8.2, *а*). Когда ток в проводниках паза становится равным нулю, нулю равен и пазовый поток рассеяния. Затем, при изменении направления тока, меняется направление потока, что индуцирует в элементах обмотки ЭДС. Но значения этих ЭДС зависят от потока, сцепленного с данным элементом. Как видно из рис. 8.2, *а*, нижние волокна (точка *а*) пересекаются всем потоком, а верхние (точка *б*) — только той частью потока, которая расположена поверх проводника. Итак, ЭДС, возникающие в этих волокнах, не равны друг другу (рис. 8.2, *б*), что ведет к появлению вихревого тока, замыкающегося в пределах пазовой части проводника (рис. 8.2, *в*).

По проводникам обмотки проходит ток параллельной ветви якоря и вихревой ток, поэтому в верхних волокнах токи складываются, а в нижних — вычитаются. Таким образом, ток вытесняется к наружным волокнам проводника, в которых и происходят коммутационные потери.

Если допустить, что потери от вихревых токов

$$p_к = i_{вих}^2 R_{вих} = e_{вих}^2 / R_{вих},$$

и учесть, что ЭДС вихревых токов $e_{вих}$ пропорциональна пазовому потоку и высоте проводника, а сопротивление контура вихревых токов $R_{вих}$ — обратно пропорционально ему, то придем к выводу, что коммутационные потери пропорциональны высоте проводника $h_{пр}$ в третьей степени:

$$p_к \approx c h_{пр}^3.$$

Этот вывод совпадает с теорией коммутационных потерь*, расчет которых сводится к подсчету коэффициента Фильда $k_ф$, учитывающего рост потерь в меди якоря из-за появления коммутационных потерь:

$$\boxed{p_{эл\,a} = k_ф I_a^2 R_a;} \qquad (8.25)$$

$$k_ф = (a + b)/(1 + b), \qquad (8.26)$$

где $b = (l_{ср} - l_a)/l_a$; l_a — активная длина проводника; $l_{ср}$ — длина проводника обмотки якоря;

$$a = 1 + 0{,}425 m^2 \xi^2 \psi. \qquad (8.27)$$

В (8.27) m — число слоев проводников по высоте паза, а ξ — приведенная высота проводника якоря,

$$\xi = h_{пр} \sqrt{\frac{b_{Cu}}{b_п} \frac{f}{2500\rho}}, \qquad (8.28)$$

где $h_{пр}$ — высота проводника; b_{Cu} — общая ширина меди проводников; $b_п$ — ширина паза; f — частота перемагничивания; ρ — удельное сопротивление меди при ожидаемой температуре обмотки, Ом·мм²/м.

Коэффициент ψ определяется по кривой рис. 8.3 в зависимости от значения γ:

$$\gamma = 31 p (u_п + \gamma - 1)/(K \xi^2), \qquad (8.29)$$

где $u_п$ — число секций в слое паза; γ — щеточное перекрытие; K — число коллекторных пластин.

Коммутационные потери в быстроходных машинах и при высоких проводниках могут быть большими. Так как эти потери приблизительно пропорциональны высоте проводника в третьей степе-

---

* См.: *Лившиц М.* Электрические машины. Т. 3. М., 1936.

ни, существует критическая высота проводника, при превышении которой потери в обмотках не уменьшаются, несмотря на снижение омического сопротивления, потому что возрастают коммутационные потери.

В крупных быстроходных машинах уменьшение коммутационных потерь можно получить, разделив стержень обмотки якоря на два параллельных провода (рис. 8.4, *а*). Каждый проводник изолируется отдельно, если он не изготовляется из изолированной меди. Вихревой ток замыкается в пределах каждого отдельного проводника и потери составляют примерно 35% от коммутационных потерь при неразделенном проводнике. При разделении проводника на три провода потери уменьшились бы еще более. Однако из-за усложнения технологии и увеличения стоимости обмотки разделение на три части применяется редко.

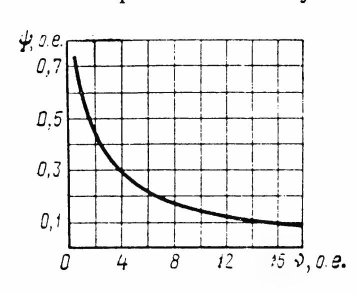


Рис. 8.3. К расчету коммутационных потерь $\psi = f(\nu)$

Если на задней лобовой части обмотки делаются скобы (рис. 8.4, *б*), т. е. обмотка делается разрезной, то вихревой ток замыкается через скобы и эффект от разделения проводника по высоте резко уменьшается.

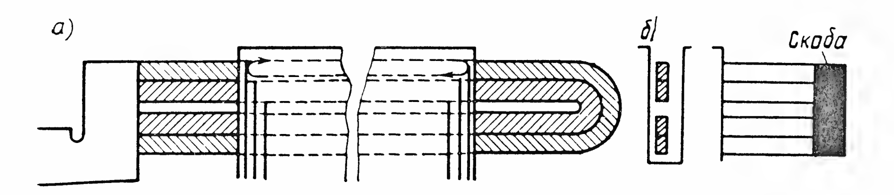


Рис. 8.4. Разделение стержня обмотки якоря на два провода

В некоторых конструкциях встречается транспозиция проводников обмотки якоря. Если проводник делится на три части (рис. 8.5), то в стержне выштамповываются две прорези, он перегибается и складывается с другой такой же заготовкой, образуя проводник. В прорези закладывается изоляция (слюда) и, таким образом, получается эффект разделения на три параллельных расположенных один над другим проводника, благодаря чему добавочные потери уменьшаются в 5 раз. Однако и такая обмотка не получила широкого распространения из-за высокой стоимости и сложности технологии.

Эффективным методом снижения добавочных потерь является вертикальная укладка проводников в пазу якоря (рис. 8.6), при которой высота проводника получается небольшой. Однако этот

метод требует перегиба стержней в лобовой части и развальцовки концов проводников для возможности введения их в шлицы коллекторных пластин. Это, конечно, существенно усложняет технологическое выполнение обмотки, однако метод вертикальной укладки в последние годы довольно широко распространен, так как при его применении не только снижаются потери, но и уменьшается общая толщина изоляции по ширине паза.

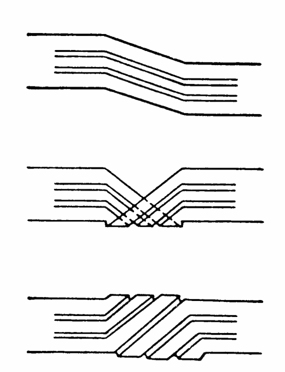


Рис. 8.5. Транспортированный на три части стержень обмотки

Потери в меди якоря от главного пазового поля. При сильно насыщенных зубцах якоря ($B_Z > 1{,}8$ Тл) в пазах якоря возникает поперечное поле, особенно под краем полюса (рис. 8.7).

При вращении якоря проводники обмотки пересекаются этим полем и тангенциальная составляющая его вызывает в волокнах проводника разные ЭДС, что приводит к появлению в пазовой части проводника вихревых токов и потерь.

Эти потери точно определяются только для какого-то конкретного случая и при этом трудоемкими методами. Поэтому потери от главного пазового поля находятся по эмпирическим формулам, одна из которых приводится ниже для режима холостого хода:

$$p'_{\mathrm{Cu}} = N\left(h^2_{\mathrm{пр}}/b_{\mathrm{п}}\right) f^{1{,}5} F_Z b_{\mathrm{пр}} l_a \cdot 10^{-6}\ [\mathrm{Вт}], \qquad (8.30)$$

где F_Z — МДС зубцового слоя (на один полюс); высота проводника $h_{\mathrm{пр}}$, его ширина $b_{\mathrm{пр}}$ и длина якоря l_a выражаются в сантиметрах.

Под нагрузкой потери принимаются в 1,5 раза большими, чем при холостом ходе.

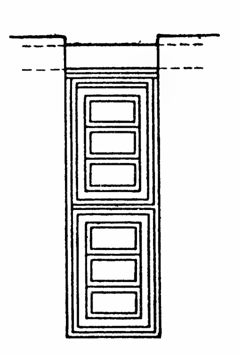


Рис. 8.6. Вертикальная укладка провода в пазу

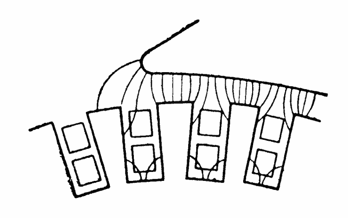


Рис. 8.7. Картина поперечного магнитного поля в пазу якоря

Таким образом, суммарные потери в меди якоря

$$p_{эл\,a}=I_a^2\ R_a k_Ф+p'_{Cu}. \qquad (8.31)$$

Определение добавочных потерь — довольно сложное и не всегда надежное дело. Поэтому по ГОСТу допускается без расчета принимать эти потери для машины постоянного тока, при номинальной нагрузке, при наличии компенсационной обмотки — 0,5%, без нее — 1% от номинальной мощности.

8.5. Коэффициент полезного действия

Коэффициент полезного действия определяется как отношение полезной мощности P_2 к потребляемой мощности P_1:

$$\eta=P_2/P_1. \qquad (8.32)$$

Учитывая соотношения $P_2=P_1-\Sigma p$ и $P_1=P_2+\Sigma p$, где Σp — суммарные потери в машине, получим еще две формулы для определения КПД:

$$\boxed{\eta=\left(P_1-\sum P\right)\Big/P_1=1-\sum p/P_1,} \qquad (8.33)$$

$$\boxed{\eta=1-\sum p\Big/\left(P_2+\sum P\right).} \qquad (8.34)$$

Формулой (8.33) удобно пользоваться при определении КПД двигателя, так как легко и достаточно точно можно определить подводимую к нему электрическую мощность $P_1=UI$, измерив вольтметром и амперметром напряжение и ток. Формулой (8.34) удобно пользоваться при определении КПД генератора, когда легко определить полезную, отдаваемую в сеть мощность P_2. В обоих случаях нужно знать сумму потерь Σp; они подсчитываются, как было указано выше, или определяются экспериментально.

Непосредственное измерение полезной P_2 и потребляемой P_1 мощностей и подсчет КПД по формуле (8.32) для машин с КПД более 70% ГОСТом запрещается. Это обосновано тем, что при непосредственном измерении мощностей P_1 и P_2 погрешность измерения может составить до 2 ... 3%, что в данном случае недопустимо, так как погрешность соизмерима с потерями в машине.

Косвенный метод определения КПД заключается в более достоверном определении потерь расчетным или экспериментальным путем. Методы их определения предписываются соответствующими ГОСТами и техническими условиями. Ниже излагаются только основные положения, на которых базируются эти методы.

Основные потери в меди обмоток подсчитываются по чрезвычайно точной формуле $p_{эл}=I^2R$, погрешность определяется только технологическим разбросом в значении сопротивления R и обычно составляет $\pm5\%$.

Электрические потери (в меди) в цепи якоря

$$p_{эл} = I_a^2 \sum R = I_{a\,ном}^2 (I_a/I_{a\,ном}) \sum R = \beta^2 I_{a\,ном} \sum R = \beta^2 P_{эл.ном}, \qquad (8.35)$$

где $\beta = I_a/I_{a\,ном}$ — коэффициент нагрузки.

Аналогично подсчитываются потери в контакте щеток и цепи возбуждения:

$$p_{эл.щ} = 2\Delta U I_a = \beta I_{a\,ном} 2\Delta U = \beta P_{эл.щ.ном}; \qquad (8.36)$$

$$p_в = I_в U_в = \text{const}. \qquad (8.37)$$

Механические потери и потери в стали определяются экспериментально. При постоянной частоте вращения механические потери и потери в стали постоянны, т. е. практически не зависят от нагрузки:

$$p_{мех} + p_{Fe} = \text{const}.$$

Это позволяет очень точно измерить их у двигателя с параллельным возбуждением.

При холостом ходе, когда момент нагрузки равен нулю, вся подводимая к двигателю мощность P_0 равна потерям в двигателе

$$P_0 = P_{мех} + P_{Fe} + P_в. \qquad (8.38)$$

Рис. 8.8. Зависимость КПД от коэффициента нагрузки

Следовательно, суммарные потери в двигателе

$$\sum p = P_0 + \beta P_{эл.щ.ном} + \beta^2 P_{эл.ном}, \qquad (8.39)$$

и формула для определения КПД приобретает вид

$$\boxed{\eta = 1 - \frac{P_0 + \beta P_{эл.щ.ном} + \beta^2 P_{эл.ном}}{\beta P_{2ном} + P_0 + \beta P_{эл.щ.ном} + \beta^2 P_{эл.ном}}}. \qquad (8.40)$$

Типичная зависимость $\eta = f(P_2)$, или $\eta = f(\beta)$, приведена на рис. 8.8. При $\beta = 0$ полезная мощность равна нулю; по мере возрастания β растут $P_2 = \beta P_{2ном}$ и КПД. При $\beta \approx 0{,}25$ их рост замедляется из-за очень быстрого возрастания переменных потерь в меди обмоток, пропорциональных β во второй степени. После достижения максимума КПД начинает незначительно уменьшаться.

Максимальный КПД можно найти, если взять производную от КПД по коэффициенту нагрузки и приравнять ее нулю: $\partial\eta/\partial\beta = 0$.

Взяв производную от (8.40) по β и приравняв ее нулю, получим

$$\boxed{P_0 = \beta^2 P_{эл.ном},} \qquad (8.41)$$

т. е. КПД максимален при такой нагрузке, когда переменные потери равны постоянным:

$$\boxed{\beta=\sqrt{P_0/P_{эл}}.} \qquad (8.42)$$

Это значение коэффициента нагрузки $\beta\approx 0{,}5 \ldots 0{,}9$.

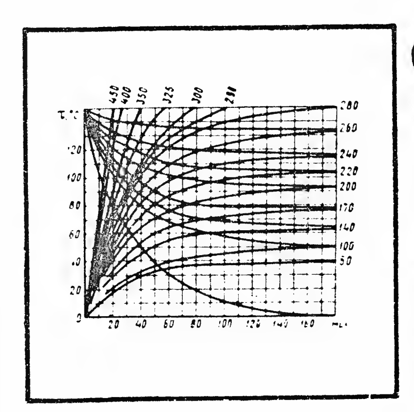
При нагрузках $\beta\leqslant 0{,}25$ КПД машины резко падает. Таких неэкономичных режимов работы следует по возможности избегать. При работе генераторов параллельно следует отключить часть генераторов, повысив для других нагрузку.

При выборе мощности двигателя следует избегать неоправданного завышения мощности.

Вопросы для самопроверки

---

1. Как связан КПД с мощностью электрической машины?
2. Какие потери являются постоянными и какие — переменными?
3. При какой температуре определяются электрические потери в меди обмоток?
4. Как учитывают потери от вытеснения тока в проводниках?
5. Для чего производится транспонирование проводников обмотки якоря?
6. Почему применяются косвенные методы экспериментального определения КПД электрических машин, а не прямые измерения подводимой и полезной мощностей?
7. Как определить режим работы, при котором КПД максимален?



9

Нагревание и охлаждение электрических машин

Нагревание машины происходит из-за происходящих в ней потерь. Максимально допустимая температура обмоток электрических машин зависит от нагревостойкости изоляции и установленного срока службы машины. Стремление увеличить мощность машины и продлить срок ее службы заставляет конструкторов изыскивать способы уменьшения потерь, повышать эффективность охлаждения и применять все более нагревостойкую изоляцию.

В последние годы по всем направлениям достигнуты большие успехи. Созданы новые виды изоляции: синтетические пленки, кремнийорганические лаки и т. д. Широко применяется непосредственное водородное и жидкостное охлаждение (в крупных машинах). В ряде случаев применяется испарительное охлаждение машин малой и средней мощности. Созданы опытные машины, в которых для уменьшения потерь используется явление сверхпроводимости металлов при низких температурах.

9.1. Общие положения

Мощность электрической машины, как правило, ограничивается условиями нагревания. С увеличением нагрузки в машине увеличиваются потери энергии и выделяется тепловая энергия, которая должна отводиться в атмосферу. В установившемся режиме мощность потерь в машине ΔP преобразуется в теплоту $dQ/dt=\Delta P$, которая отводится через поверхность охлаждения площадью $S_{\text{охл}}$:

$$\boxed{\Delta P = k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \tau,} \qquad (9.1)$$

где $k_{\text{то}}$ — коэффициент теплоотдачи с поверхности; благодаря тому,

что температура машины ϑ выше температуры окружающей среды $\vartheta_{окр}$

$$\tau = \vartheta - \vartheta_{окр}. \qquad (9.2)$$

Следовательно, температура машины зависит от мощности потерь в машине и условий охлаждения

$$\vartheta = \vartheta_{окр} + \tau = \vartheta_{окр} + \Delta P/(k_{то} S_{охл}). \qquad (9.3)$$

Предельная максимально допустимая температура машины сильно влияет на срок службы изоляции, а значит, и всей машины. Поэтому она ограничивается ГОСТами или техническими условиями на допустимом для данного класса машин уровне ϑ_{max}.

Если кроме ϑ_{max} заранее установлена и температура окружающего воздуха $\vartheta_{окр}$ (в большинстве случаев ее принимают равной 40°C), то определено максимальное превышение температуры τ_{max}, а это однозначно определяет и мощность машины: подставляя в (9.1) значение $\Delta P_{max} \approx P(1-\eta)$, получим

$$\boxed{P = \Delta P_{max}/(1-\eta) = k_{то} S_{охл} \tau_{max}/(1-\eta).} \qquad (9.4)$$

Повышение мощности машины в заданных габаритах, как видно из формулы (9.4), тесно связано с повышением КПД, предельного значения температуры и улучшением условий охлаждения.

Последствия увеличения КПД были рассмотрены в гл. 8 на примере синхронного генератора, мощность которого удалось повысить в 1,5 раза, увеличив КПД с 0,97 до 0,978. Еще бóльший эффект был достигнут за счет улучшения охлаждения: в этом же генераторе удалось применить непосредственное охлаждение водой обмоток статора и ротора, благодаря чему в тех же габаритах мощность была увеличена в 8 раз и достигла 1 млн. 200 тыс. кВт!

Значительный эффект был получен и от применения новой теплостойкой изоляции, позволившей увеличить предельную температуру со 105 до 165°C. Соответственно этому возросла и мощность машин.

Иногда настолько необходимо повысить мощность в ограниченном объеме, что идут на повышение допустимой температуры, несмотря на сокращение срока службы машины. Например, для тяговых двигателей максимальная допустимая температура принимается на 40...50°C большей, чем для машин общего назначения. Еще более высокая температура допускается для авиационных машин, где особенно важен полетный вес.

Для дорогих и ответственных машин с целью повышения их долговечности и надежности максимальная температура может быть снижена.

Охлаждение крупных машин большой мощности, как правило, обеспечить сложнее, чем машин меньшей мощности и размеров. Пояснить это можно на следующем упрощенном примере. Пусть электрическая машина представляет из себя куб с размером реб-

ра a. Если в единице объема выделяется q [Вт] теплоты (потерь) в секунду, то общие потери в кубе $Vq=a^3q$ [Вт]; они должны выделиться через поверхность куба $S_{охл}=6\,a^2$.

Таким образом, плотность теплового потока, т. е. теплота, отводимая в единицу времени с единицы поверхности,

$$\boxed{w=\Delta P/S_{охл}=(a^3/6a^2)\,q={}^1/_6 aq.} \qquad (9.5)$$

Итак, с увеличением размеров машины растет плотность теплового потока (удельный тепловой поток), а следовательно, и температура, при постоянных условиях охлаждения,

$$\tau=\Delta P/(k_{то}S_{охл})=w/k_{то}. \qquad (9.6)$$

Экономичность машины с ростом мощности обычно увеличивается: сокращаются расходы на обслуживание, удельный расход материалов; растет КПД и т. д. Поэтому технический прогресс в электромашиностроении наряду с совершенствованием конструкции и повышением качества электротехнических материалов неразрывно связан с улучшением охлаждения машин и свойств изоляции.

9.2. Уравнение нагревания

Вывод основного уравнения. Изменение температуры электрической машины в процессе ее работы представляет собой сложную зависимость от времени, температуры окружающей среды, режима нагрузки и других факторов.

Рассмотрим простейший случай работы при постоянной температуре окружающего воздуха и постоянных потерях в машине, приняв ее за однородное тело.

В действительности электрическая машина не является таким телом, а представляет собой совокупность частей (обмоток, элементов магнитопровода, конструктивных деталей), которые имеют различные теплопроводность, теплоемкость и условия охлаждения, вследствие чего их температура также различна. Однако несмотря на сложный характер распределения теплоты в электрической машине и недостаточную точность тепловых расчетов, основанных на ранее указанном предположении, замена реальной машины однородным твердым телом дает возможность установить некоторые общие закономерности изменения температуры машины в процессах нагревания и охлаждения.

Потери энергии, возникающие в электрической машине, происходят при выделении теплоты, повышающей температуру обмотки и магнитопровода. За интервал времени dt в электрической машине выделяется тепловая энергия $dQ=\Delta P dt$, которая частично расходуется на повышение температуры машины на $d\tau$, частично рассеивается в окружающем пространстве. В любой момент времени в машине имеет место баланс тепловой энергии, выражаемый диффе-

ренциальным уравнением

$$dQ = \Delta P dt = cm d\tau + k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \tau dt, \quad (9.7)$$

где $cm d\tau$ — часть тепловой энергии, которая накапливается в машине и вызывает повышение ее температуры; $k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \tau dt$ — часть тепловой энергии, рассеивающаяся в окружающем пространстве; c — удельная теплоемкость машины (количество теплоты, вызывающее повышение температуры 1 кг массы машины на 1°С); m — масса машины; $k_{\text{то}}$ — коэффициент теплоотдачи с поверхности (количество теплоты, рассеиваемое с 1 м² поверхности охлаждения машины в течение 1 с, при разности между ее температурой и температурой окружающей среды в 1°С), который определяется интенсивностью охлаждения электрической машины; $S_{\text{охл}}$ — поверхность охлаждения машины; τ — превышение температуры машины над температурой окружающей среды.

С ростом температуры электрической машины и τ возрастает количество теплоты, рассеиваемой в окружающей среде, и уменьшается часть теплоты, вызывающая повышение температуры машины.

При некотором превышении температуры τ_∞ наступает установившийся тепловой процесс, при котором вся выделяемая в машине теплота отдается окружающей среде. В этом случае $cm d\tau = 0$ и уравнение теплового баланса принимает вид

$$\Delta P dt = k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \tau_\infty dt,$$

где τ_∞ — установившееся превышение температуры;

$$\tau_\infty = \Delta P / (k_{\text{то}} S_{\text{охл}}). \quad (9.8)$$

Уравнение теплового баланса с учетом (9.8) примет вид

$$k_{\text{то}} S_{\text{охл}} (\tau_\infty - \tau) dt = cm d\tau. \quad (9.9)$$

Решая дифференциальное уравнение (9.9) при условии, что в начальный момент (при $t=0$) электрическая машина уже имела некоторое превышение температуры τ_0 над окружающей средой, получим

$$\tau = \tau_\infty (1 - e^{-t/T}) + \tau_0 e^{-t/T}, \quad (9.10)$$

где T — постоянная времени нагревания (она имеет размерность времени),

$$T = cm / (k_{\text{то}} S_{\text{охл}}). \quad (9.11)$$

Кривые нагревания и охлаждения. Из (9.10) следует, что значение τ в процессе нагревания и охлаждения машины изменяется по

экспоненциальному закону. При нагревании превышение температуры τ возрастает (рис. 9.1, *а*, кривая *1*), асимптотически приближаясь к установившемуся значению $\tau_{\infty 1}$ (точка *А*), соответствующему определенным значениям ΔP_1, $S_{охл}$ и $k_{т01}$. Это может иметь место при возрастании потерь мощности (т. е. при увеличении нагрузки) машины или уменьшении интенсивности ее охлаждения.

При охлаждении превышение температуры τ уменьшается (рис. 9.1, *а*, кривая *2*) до установившегося значения $\tau_{\infty 2}$, соответст-

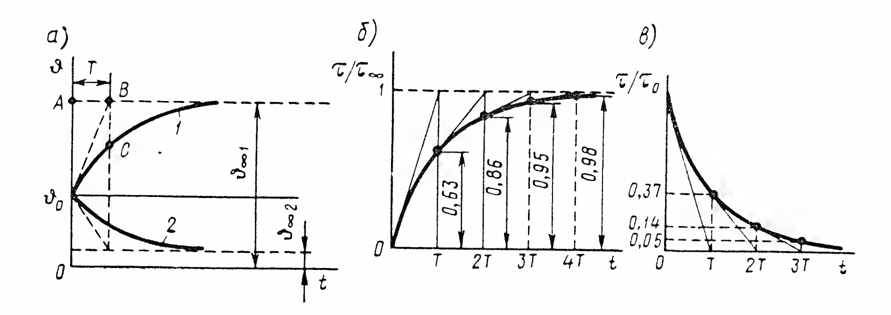


Рис. 9.1. Кривые нагревания и охлаждения:

а — общий случай, *б* — нагревание при $\tau_0=0$, *в* — охлаждение до 0°

вующего значениям ΔP_2 и $k_{т02}$. Это может иметь место при уменьшении потерь ΔP или увеличении интенсивности охлаждения.

В начальной точке τ_0 (при $t=0$) производная $d\tau/dt=(\tau_\infty-\tau_0)/T$. Следовательно, постоянная времени T может быть представлена в виде отрезка *АВ*, отсекаемого касательной, проведенной к кривой нагревания при $t=0$, на прямой, параллельной оси абсцисс и соответствующей установившемуся превышению температуры τ_∞. Формулу (9.11) с учетом (9.8) можно представить в виде

$$T=(cm/\Delta P)\tau_\infty. \quad (9.12)$$

Таким образом, физически постоянную времени нагревания T можно рассматривать как время, в течение которого превышение температуры τ достигло бы установившегося значения τ_∞, если бы скорость возрастания температуры оставалась неизменной. Такие условия имели бы место, если бы в процессе нагревания и охлаждения машины не происходило отдачи теплоты в окружающую среду. Но так как в действительности часть тепловой энергии рассеивается в окружающее пространство, то за время $t=T$ превышение температуры достигает лишь значения, соответствующего точке *С* (рис. 9.1, *а*).

Кривые *1* и *2* показывают характер изменения превышения температуры τ электрической машины соответственно при увеличении нагрузки, например, от $P_{ном}$ до 1,5 $P_{ном}$ (когда возрастают ΔP и τ_∞)

и при уменьшении ее от $P_{\text{ном}}$ до $0{,}5\,P_{\text{ном}}$ (когда уменьшаются ΔP и τ_∞).

Если машина включается в работу после длительного пребывания в отключенном состоянии (когда она приобрела температуру окружающей среды), то $\tau_0=0$ и уравнение (9.10) упрощается:

$$\tau=\tau_\infty(1-e^{-t/T}). \qquad (9.13)$$

Процесс изменения температуры по уравнению (9.13) изображен на рис. 9.1, *б*. За время $t=T$ возникает превышение температуры $\tau=$ $=0{,}63\,\tau_\infty$, т. е. 63% от установившегося значения.

Когда машина отключается от сети, то $\Delta P=0$ и происходит ее охлаждение до температуры окружающей среды. При этом $\tau_\infty=0$ (рис. 9.1, *в*) и

$$\tau=\tau_0 e^{-t/T}. \qquad (9.14)$$

Из рассмотрения кривой нагревания электрических машин следует, что при достаточно продолжительной работе, когда $t=(3...4)T$, значение $e^{-t/T}$ становится малым и превышение температуры приближается к значению τ_∞. В этом случае наступает практически установившийся тепловой режим, называемый продолжительным (или длительным).

Из формулы (9.11) следует, что постоянная времени нагревания T обратно пропорциональна теплоотдаче $k_{\text{то}}S_{\text{охл}}$, поэтому в хорошо вентилируемых машинах постоянные времени меньше. При уменьшении интенсивности вентиляции T увеличивается. Например, в машинах с самовентиляцией снижение частоты вращения и остановка машины приводят к возрастанию T, поэтому для них постоянная времени при охлаждении $T_{\text{охл}}$ примерно в 2...3 раза больше постоянной времени при нагревании T.

Для электрических машин различных мощностей и интенсивности охлаждения $T=0{,}3...2$ ч, для микромашин $T=3...10$ мин.

Учет непостоянства потерь *. Полученное выше уравнение нагревания однородного твердого тела применительно к машине является приближенным. Уточним его, учтя непостоянство потерь, происходящих в машине в процессе ее нагревания.

При постоянной нагрузке машины неизменен ток в ее обмотках. Однако сопротивление обмотки зависит от ее температуры, поэтому потери в меди

$$\Delta P=I^2R(1-\alpha\tau)=\Delta P_0(1+\alpha\tau), \qquad (9.15)$$

где ΔP_0 — потери в меди при начальной температуре; $\alpha\approx0{,}004$ — температурный коэффициент сопротивления меди.

При конечном (установившемся) превышении температуры τ_∞

$$\Delta P_{\text{к}}=\Delta P_0(1+\alpha\tau_\infty). \qquad (9.16)$$

---

* См.: *Готтер Г.* Нагревание и охлаждение электрических машин. М.—Л., 1961.

Соответственно основное дифференциальное уравнение (9.7) приобретает вид

$$\Delta p_0(1+\alpha\tau)\,dt = cm\,d\tau + k_{\text{то}}S_{\text{охл}}\tau\,dt. \tag{9.17}$$

При установившемся режиме, когда $d\tau=0$ и $\tau=\tau_\infty$,

$$\Delta P_0(1+\alpha\tau_\infty) = k_{\text{то}}S_{\text{охл}}\tau_\infty. \tag{9.18}$$

Если бы потери в машине в процессе нагревания не изменялись, то справедливо было бы уравнение

$$\Delta P_0 = k_{\text{то}}S_{\text{охл}}\tau_{\infty 0}. \tag{9.19}$$

Разделив (9.18) на (9.19), получим

$$\tau_\infty/\tau_{\infty 0} = 1+\alpha\tau_\infty. \tag{9.20}$$

Так как значение τ_∞ в номинальном режиме порядка 100°С, уточненное значение τ_∞ существенно отличается от $\tau_{\infty 0}$.

Подстановка значения ΔP_0 из (9.18) в исходное дифференциальное уравнение (9.17) приводит к уравнению

$$dt/T' = d\tau/(\tau_\infty - \tau), \tag{9.21}$$

решение которого формально совпадает с ранее найденным решением, т. е. и в этом случае температура изменяется по экспоненте. Однако здесь «постоянная времени» определяется соотношением

$$\boxed{T' = \frac{mc}{k_{\text{то}}S_{\text{охл}}}(1+\alpha\tau_\infty).} \tag{9.22}$$

Значение T' зависит от конечного превышения температуры, определяемого нагрузкой. Поэтому для величины, определяемой формулой (9.22), было предложено новое название — *параметр времени.*

Более строгое рассмотрение должно было бы учитывать также зависимость от температуры коэффициента α и коэффициента теплоотдачи $k_{\text{то}}$. Однако уравнения при этом получаются сложными, так как параметр времени зависит не только от конечного, но и от достигнутого в каждый момент времени превышения температуры. Сложные взаимные связи затрудняют введение результатов анализа в практические расчеты. Влияние второстепенных факторов в какой-то мере взаимно компенсируется и их можно не учитывать, если задача ограничивается только определением верхней области нагревания или соответственно конечной температуры.

Из (9.18) следует

$$\tau_\infty = \Delta P_0/(k_{\text{то}}S_{\text{охл}} - \alpha\Delta P_0) \tag{9.23}$$

или, после несложных преобразований,

$$\boxed{\tau_\infty = \tau_{\infty 0}/(1-\alpha\tau_{\infty 0}).} \tag{9.24}$$

Зная τ_∞ и определив параметры времени T' из (9.22), можно построить и приближенную кривую нагревания по формуле (9.10).

Неоднородность машины значительно влияет на конечную температуру ее отдельных частей. Зависимость нагревания некоторых частей машины от нагревания других частей мала. Поэтому машину условно можно разбивать на несколько сравнительно самостоятельных частей, определяя для каждой из них постоянную времени, конечное превышение температуры и т. д. Например, в машине постоянного тока можно отдельно рассматривать нагревание обмоток якоря, главных и добавочных полюсов; в машинах переменного тока — нагревание обмоток статора и ротора.

Однако и каждая из выделенных частей неоднородна. Например, якорь имеет обмотку с малой теплоемкостью, в которой выделяется наибольшая часть теплоты; сердечник якоря, в котором происходят значительно меньшие потери; коллектор с большой теплоемкостью, хорошо охлаждаемый. Во всех частях якоря выделяется тепловая энергия и температура одной части зависит от температуры другой.

Аналогичное положение имеет место и в других машинах. Обычно разбивают выделенную часть машины на два-три однородных участка и рассматривают соответственно двух- или трехтельную систему. Более чем на три тела разбивать выделенную часть машины не следует; это сильно осложняет расчеты, а полученные уточнения не имеют практического значения, так как находятся на уровне технологических разбросов. Однако и при разбиении на три участка расчеты нагревания весьма сложны и их проводят лишь в исключительных случаях.

Ниже (в § 9.6) будут показаны только способы расчета установившегося конечного превышения температуры.

9.3. Электроизоляционные материалы

Электроизоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, в зависимости от нагревостойкости подразделяются, согласно ГОСТу, на семь классов, характеристики которых приведены в табл. 9.1.

Наиболее чувствительны к высоким температурам органические материалы, такие, как бумага, шелк, которые применяют либо непропитанными в лаках (класс изоляции Y), либо, что значительно чаще, пропитанными (класс A).

Давно стали применять материалы из слюды и асбеста, обладающие очень высокими изоляционными свойствами и весьма нагревостойкие. Из-за недостатков слюды и асбеста — их пористости и хрупкости — они использовались только в комбинации с другими материалами, обеспечивающими монолитность и механическую прочность. Например, тонкие пластинки слюды наклеивались с перекрытием на тончайшую бумагу и образовывали изоляцию толщиной 0,1 ... 0,2 мм, которую затем разрезали на тонкие ленты — мика-

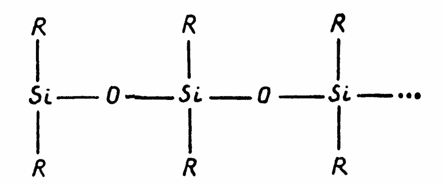
Таблица 9.1

Класс изоляции	Предельно допустимая температура при длительной работе, °С	Краткая характеристика основных электроизоляционных материалов
Y	80	Не пропитанные и не погруженные в жидкий электроизоляционный материал хлопчатобумажные ткани (ленты) и волокнистые материалы из целлюлозы (бумага, картон) и шелка; некоторые синтетические полимеры (полиэтилен, полистирол, поливинилхлорид и др.)
A	105	Материалы класса *Y*, пропитанные жидкими электроизоляционными материалами (масляные и асфальтовые лаки, трансформаторное масло и др.) или погруженные в них: лакоткани, лаколенты, электрокартон, гетинакс, текстолит, пропитанное дерево, древесные слоистые пластики, полиамидные пленки, эмалевая изоляция проводов на основе масляных и полиамидных лаков
E	120	Некоторые синтетические органические пленки, эмалевая изоляция проводов, электрическая изоляция на основе поливинилацеталевых (винифлекс), эпоксидных, полиэфирных (лавсан) и полиуретановых смол
B	135	Материалы на основе слюды (в том числе на органических подложках), асбеста и стекловолокна, содержащие органические связующие и пропитывающие составы (микаленты, микафолий, стеклоленты, стеклоткани); различные нагревостойкие синтетические материалы (фторопласт-3, некоторые полиэфирные и полиуретановые смолы, пластмасса с неорганическими заполнителями)
F	155	Материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, содержащие органические связующие и пропитывающие составы, модифицированные кремнийорганическими или другими смолами с высокой нагревостойкостью; теплостойкие эмали (ПЭТ-155) и пленки
H	180	Материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, содержащие кремнийорганические связующие и пропитывающие составы (миканиты, слюдиниты, стекломиканиты, стекломикаленты, стеклолакоткани и стеклотекстолиты); изоляция на основе политетрафторэтилена (фторпласт-4), эмали (ПЭТ-200) и пленки
C	Более 180*	Слюда, керамические материалы, стекло, кварц, применяемые без связующих составов или с неорганическими и элементоорганическими связующими составами

* Температура ограничивается физическими, химическими и электрическими свойствами материала.

ленты — или на более широкие полосы. Толстые гибкие листы изоляции из слюды и бумаги называются *микафолием.* Такая изоляция накладывалась на проводники, затем пропитывалась органическими лаками, сушилась в печах при температуре 150 ... 180°С, вследствие чего клеющие и пропитывающие лаки полимеризовались и изоляция становилась монолитной. Правда, под действием температуры изоляция старела: появлялись трещины и поры, в которые попадала влага, и это в конце концов вело к пробою. В первую очередь выходили из строя органические элементы изоляции — бумага и лак. В связи с этим такая изоляция (класс изоляции *B*) не очень сильно отличалась по температурной стойкости от изоляции предшествующих классов, хотя ни слюда, ни асбест практически не старели.

Большую роль в повышении температуростойкости изоляции играет стеклоткань. Она состоит из элементарных волокон очень маленького диаметра. Исходный материал — бесщелочное стекло, которое пропускается под давлением в жидком состоянии через тонкие фильеры, причем получаются волокна диаметром 4 ... 6 мкм. Прочность этих волокон на растяжение не меньше прочности стали. Сотканный из этих волокон материал имеет много преимуществ по сравнению с органическими волокнистыми материалами: он негигроскопичен и нечувствителен почти ко всем кислотам и парам; негорюч и обладает большой теплостойкостью; обладает хорошей теплопроводностью. Все эти преимущества стеклоткани не использовались полностью, пока были известны только органические пропиточные и клеящие лаки с малой теплостойкостью. Положение изменилось после открытия (1937 г.) и начала промышленного выпуска (1945 г.) *кремнийорганических* материалов. Кремнийорганические соединения (*силиконы*) занимают промежуточное положение между органическими и неорганическими соединениями, они являются такими синтетическими соединениями кремния, которым нет подобных в природе. В общем случае кремнийорганическое соединение имеет следующую молекулярную структуру:



В качестве органических компонентов участвуют углеводородные радикалы *R*, однако основу молекулы образуют цепи, состоящие из кремния и кислорода, обладающие исключительно прочной химической связью, для разрыва которой требуется большая энергия. Это обстоятельство обусловливает свойственную всем кремнийорганическим соединениям высокую нагревостойкость. Кроме того, все кремнийорганические соединения обладают следующими цен-

ными свойствами: водостойкостью, хорошими диэлектрическими свойствами, химической инертностью и отсутствием физиологических воздействий.

Кремнийорганические соединения можно разделить на три группы: смолообразные соединения, жидкости и резиноподобные массы.

Наибольший интерес для изоляции электрических машин представляют кремнийорганические смолы, которые получаются и применяются в виде жидкого лака, который затем при подогреве отвердевает благодаря полимеризации. Кремнийорганические лаки используются в качестве пропиточных материалов. Пропитанные лаками стеклоткань, изделия из асбеста и слюды позволяют наиболее полно использовать свойства основного материала. В настоящее время для таких материалов (класс изоляции *H*) допускается предельная температура 180°С.

Изоляционные пленки и эмали, полученные на основе кремнийорганических соединений, обладают высокими изоляционными свойствами и допускают температуру 155 и даже 180°С.

Изоляционные пленки часто применяются в комбинации со стеклотканью, обладающей высокой механической прочностью.

Жидкие кремнийорганические соединения представляют собой бесцветные жидкости. Зависимость вязкости от температуры у них значительно слабее, чем у смазочных или трансформаторных масел. Температура вспышки у них выше, чем у минеральных масел. Прочность на пробой пока ниже, чем у трансформаторного масла, но довольно велика — более 120 кВ/см, и они имеют перспективу для замены трансформаторного масла.

Кремнийорганическая резина обладает мягкостью, упругостью и нечувствительностью к высоким температурам, высокой масло- и водостойкостью. Кроме того, такая резина имеет высокую стойкость к электрической дуге, короне и озону. Кремнийорганическая резина может применяться для изготовления изоляции и кабелей.

Недостаток кремнийорганических материалов — их высокая стоимость.

В настоящее время резко сократилось применение миканита, микалент и микафолия, бывших ранее основными изоляционными материалами.

Коллекторный миканит, для изготовления которого требуется дефицитная высококачественная слюда, заменяется слюдопластами, изготовляемыми из слюдяной крошки. В зависимости от связующего лака слюдопласты по термостойкости относятся к изоляции класса *B* (КИВШ), класса *F* (КИВП), класса *H* (КИВК).

Обмотки статора, в том числе обмотки возбуждения, выполняются из провода с эмалевой изоляцией класса *F* ПЭТ-155 (круглые) или ПЭТП-155 (прямоугольные); эмалированные провода класса *H* — ПЭТ-200 и ПЭТП-200.

Обмотки ротора, подверженные вибрации и большим механическим нагрузкам, выполняются из проводов с прочной стекловолокнистой изоляцией (например, ПСДКТ). Перспективно применение

проводов с полиимидной изоляцией ППИПК-1 и ППИПК-2, очень гибкой, механически прочной нагревостойкостью класса *С*. Эта изоляция укладывается на провод в один или два слоя в полуперекрышу.

Основная изоляция обмоток относительно корпуса — простынка в несколько оборотов из комбинированной изоляции: полиимидная пленка толщиной 0,04 марки ПМ-А или ПМ-Б, с высокими изоляционными свойствами, на тонкой 0,062 мм подложке из стеклоткани, обладающей хорошей механической прочностью.

Дно паза выкладывается коробочкой из изоляции «имидофлекс» (изоляция «изоном») толщиной 0,3 мм, на основе полиимидной пленки на лавсановой подложке.

Углы на переходе из паза в лобовую часть обмотки якоря усиливаются изоляцией из фторопластовой пленки Ф-4 с лавсаном. В перспективе эта изоляция будет вытесняться высокопрочной и нагревостойкой изоляцией ЛСКВ (лентослюдинитовой на кремнийорганическом лаке).

Клинья для крепления обмотки якоря фрезеруются из стеклотекстолита СТЭФ-1. В будущем предполагается применение клиньев из профильного стеклопластика СПП-ЗУ с кремнийорганическим наполнителем. Эти клинья в горячем состоянии вытягиваются через фильеры. Для менее напряженных роторов можно применять стеклопластик СПП-БИД.

9.4. Старение изоляции и срок службы машин

Срок службы машины — промежуток времени, в течение которого обеспечивается безотказная работа, при соблюдении предписанных условий эксплуатации и профилактических ремонтов. Этот срок зависит от нагрузки отдельных частей машины. Та часть машины, которая испытывает наибольшую удельную нагрузку, выйдет из строя раньше других и, таким образом, ее срок службы определяет срок службы всей машины.

Опыт эксплуатации показал, что обычно электрические машины выходят из строя в первую очередь из-за износа или повреждения изоляции. Обеспечить длительную службу изоляции оказалось труднее всего и поэтому срок службы всех остальных частей машины (коллектора, подшипников и др.) выбирают исходя из срока службы изоляции.

При работе электрической машины происходят необратимые изменения свойств изоляции; этот процесс называется старением изоляции. Сначала изменяются механические свойства изоляции; она становится хрупкой, в ней образуются трещины и поры, вследствие чего снижается электрическая прочность изоляции: может возникнуть поверхностный пробой, особенно при увлажненной изоляции. Снижается с течением времени и пробивная прочность трансформаторного масла.

Главными причинами старения изоляции являются: высокая температура; большие перепады температуры по толщине изоляции; электрическое поле; повышенная влажность; механические усилия, возникающие из-за вибрации.

Высокая температура вызывает химические изменения изоляции. При температуре выше 100°С происходит окисление органических изоляционных материалов — бумаги и хлопчатобумажной пряжи и лаков. Скорость химических реакций зависит от температуры: чем выше температура, тем быстрее стареет изоляция. Происходят химические изменения и в других видах изоляции (в кремнийорганических соединениях), но при более высокой температуре.

Большие перепады температуры между отдельными частями машины вызывают перепады температуры и по толщине изоляции, что может создать в изоляции недопустимо высокие механические напряжения. Например, изоляция катушки, расположенной в пазах якоря, с одной стороны имеет температуру меди, а с другой — температуру стали паза. Обычно отвод теплоты происходит через вентиляционные каналы, проходящие по стали, что создает температурный перепад на 5...15 °С по толщине изоляции катушки.

При повышении температуры медные стержни катушки удлиняются и перемещаются относительно стенок паза. При этом в изоляции катушки возникают механические напряжения, тем большие, чем больше перепад температуры между стержнями и стенками паза. При изменении нагрузки происходит изменение температуры машины и перепада температур между катушками и сталью. Следовательно, колебания нагрузки приводят к перемещению стержней относительно стенок паза, что может вызывать разрыв изоляции, если она недостаточно эластична.

Попытки изготовления высоковольтных генераторов, где толщина пазовой изоляции была бы особенно велика, а перепад температуры в ней составлял бы примерно 30 ... 35°С, были безуспешными, так как изоляция быстро выходила из строя.

Электрическое поле в высоковольтных машинах вызывает местные электрические разряды и ионизацию внутренних и поверхностных воздушных (газовых) включений. Ионизация воздушных включений вызывает: увеличение тепловых потерь в изоляции; механическое расщепление листов слюды; появление озона и оксидов азота, которые в присутствии влаги образуют азотистую и даже азотную кислоту.

Озон, являясь сильным окислителем, разрушает органические составляющие изоляции — бумагу, шеллак и др. Азотная и азотистая кислоты могут действовать не только на изоляцию, но и на металлы (сталь, медь). Особенно вредна ионизация внутренних включений. Явление наружной ионизации (коронирования) возникает из-за наличия воздушных зазоров между поверхностью изоляции и стенками пазов. Коронирование менее опасно, чем внутренняя ионизация, так как разрушающему действию короны подвергается только поверхность изоляции. Более опасно наличие мест-

ных скользящих разрядов в виде искр, которые могут расщеплять пластинки слюды и другие части изоляции. Для предотвращения поверхностных разрядов наружную покровную изоляцию делают с токопроводящими нитями, чем выравнивается потенциал паза и поверхности катушки. В низковольтных машинах старение изоляции под действием электрического поля не наблюдается.

Повышенная влажность вызывает снижение электрического сопротивления изоляции, что увеличивает токи утечки и потери в изоляции. Однако, как правило, это ухудшение свойств изоляции обратимо и может быть устранено медленной сушкой. Обычно изоляцию сушат, включая машину на пониженное напряжение в режиме холостого хода или короткого замыкания, т. е. без нагрузки. При проведении ускоренной сушки возможно повреждение изоляции из-за бурного выделения водяного пара из внутренних пор, что вызывает трещины в изоляции и делает ее пористой. Пористость изоляции может быть уменьшена пропиткой обмотки в лаке.

Механические усилия, воздействующие на изоляцию, возникают из-за электродинамических сил между проводниками, внутренних вибраций, центробежных сил вращающихся частей и т. д. Иногда изоляция подвержена сильным механическим воздействиям и от внешних воздействий (например, в тяговых двигателях, судовых электрических машинах). Многократно прилагаемые к проводникам знакопеременные усилия вызывают трещины в изоляции, что снижает ее электрическую прочность.

Кроме перечисленных основных причин на старение изоляции может влиять много других факторов: наличие химически активных веществ, находящихся в воздухе (например, хлора, аммиака, паров кислот и щелочей), морской воды, низких температур (до —60°С в ряде районов страны), микроорганизмов и даже насекомых (в тропических странах).

Так как главной причиной, вызывающей старение изоляции, является высокая температура, она нормируется стандартами и техническими условиями.

В табл. 9.2 приведены предельно допустимые превышения температуры τ для электрических машин общего назначения, установленные ГОСТ 183—74 (при измерении температуры обмоток по методу сопротивления, а температуры коллекторов и контактных колец с помощью термометров и термопар).

Максимально допустимая температура обмотки может быть найдена сложением температуры максимально допустимого превышения τ с условной температурой окружающей среды (для табл. 9.2 принято, что $\vartheta_{окр}=35°C$)

$$\vartheta_{max}=\tau_{max}+\vartheta_{окр}. \tag{9.25}$$

Если температура окружающей среды выше расчетной, то превышение температуры обмотки в эксплуатации должно быть снижено, чтобы температура обмотки не превосходила максимальную допустимую.

Таблица 9.2

Части машины	Допустимые превышения температуры τ_{max} для классов изоляции				
	A	*E*	*B*	*F*	*H*
Обмотки якоря машин постоянного тока и обмотки переменного тока синхронных и асинхронных машин	60	75	80	100	125
Многослойные обмотки возбуждения машин постоянного и переменного тока, компенсационные обмотки	60	75	80	100	125
Однорядные обмотки возбуждения с оголенными поверхностями	65	80	90	110	135
Коллекторы и контактные кольца	60	70	80	90	100

Если температура окружающей среды меньше расчетной, то в эксплуатации допускается соответственно увеличивать τ_{max}, но не более чем на 10°С по сравнению со значением, установленным ГОСТом. Такое ограничение обусловлено влиянием перепада температур на старение изоляции, а перепад температур по толщине изоляции пропорционален превышению температуры обмотки.

При работе машины в горных местностях, где из-за понижения атмосферного давления ухудшается теплоотдача, стандарты предусматривают некоторое уменьшение допустимых превышений температуры.

Приведенные в табл. 9.2 значения τ_{max} обычно обеспечивают работу электрических машин в течение длительного времени — примерно 10...20 лет. Однако это только ориентировочные данные, и разброс в сроках службы машин может быть значительным, так как имеются существенные различия в условиях эксплуатации и технологии изготовления машин, где свойства изоляции могут ухудшаться. Это особенно важно для эмалевых проводов, укладываемых в пазы («всыпная» обмотка).

Сложность статистического анализа срока службы изготовленных машин в эксплуатации, обусловленная неопределенностью режимов нагрузки и технологическими разбросами, заставила изучать закономерности старения изоляции в лабораторных условиях. Учеными Монтзингером, Мозесом и Бусингом были проведены опыты для изучения влияния повышенных температур на механические свойства изоляции. Например, лакоткань помещалась на длительное время в горячее трансформаторное масло, а затем измерялась прочность на разрыв. Опыты показали, что в интервале 90...110°С при увеличении температуры на 8°С прочность на разрыв уменьшалась вдвое. Таким образом, в данном случае старение изоляции оценивалось прочностью на разрыв.

Аналогичные опыты проводились с манильской бумагой, электрокартоном и другими материалами, причем оценка механических свойств производилась не только измерением прочности на разрыв, но и по числу перегибов. Эти опыты давали сходные результаты, хотя приращение температуры, при котором старение изоляции изменялось в 2 раза, колебалось в интервале 5 ... 10°C.

В 1930 г. Монтзингер на основании своих опытов и опытов других авторов предложил простое правило для определения срока службы изоляции класса A (бумага, пряжа, шелк): при вполне определенном неизменном приращении температуры $\Delta\vartheta$ срок службы уменьшается в 2 раза.

Это правило выражается формулой

$$\boxed{D_\vartheta = A_0 2^{-\vartheta/\Delta\vartheta},} \tag{9.26}$$

где D_ϑ — срок службы при неизменной температуре ϑ; A_0 — срок службы при $\vartheta = 0$°C.

По Монтзингеру, $\Delta\vartheta = 5 ... 10$°C. В большинстве расчетов принимается $\Delta\vartheta \approx 8$°C, тогда формула (9.26) приобретает вид

$$D_\vartheta = A_0 2^{-\vartheta/8} = A_0 e^{-\frac{\ln 2}{8}\vartheta} = A_0 e^{-0{,}0866\vartheta}. \tag{9.27}$$

На основании лабораторных опытов и эксплуатационного опыта срок службы изоляции класса A при постоянной температуре 105°C принимается примерно равным 7 годам.

Тогда из (9.26) следует

$$A_0 = 7 \cdot 2^{105/8} = 6{,}225 \cdot 10^4 \text{ (лет)}.$$

Следовательно, при расчетах можно пользоваться формулой

$$D_\vartheta = 6{,}225 \cdot 10^4 e^{-0{,}0866\vartheta} \tag{9.28}$$

или более удобной формулой для определения срока службы в годах:

$$\boxed{D_\vartheta = 7 \cdot 2^{\frac{105-\vartheta}{8}}.} \tag{9.29}$$

Эта формула также называется *правилом восьми градусов*. Однако надо иметь в виду, что 8°C — среднее значение, а имеются и другие рекомендации; например, предлагается считать, что $\Delta\vartheta = 8 ... 12$°C.

Связь между сроком службы изоляции и рабочей температурой имеет логарифмический характер, и если по одной оси откладывать температуру в линейном масштабе, а по другой — срок службы в логарифмическом масштабе, то зависимость представляется прямой (рис. 9.2).

Правило восьми градусов и зависимость рис. 9.2 не гарантируют строго определенного срока работы.

Главное значение этого правила в том, что оно указывает на характер зависимости, т. е. всегда можно утверждать, что повышение температуры на 8°С примерно в 2 раза снизит срок службы машины. Более точное определение срока службы может быть получено только из статистических данных эксплуатации машин конкретного типа.

Правило восьми градусов неразумно распространять в область низких температур. Так, при длительной температуре 90°С и ниже старение изоляции происходит, в основном, не из-за химических превращений, а по другим причинам, рассмотренным выше (механическое разрушение из-за вибраций, взаимного перемещения проводника и паза и т. д.).

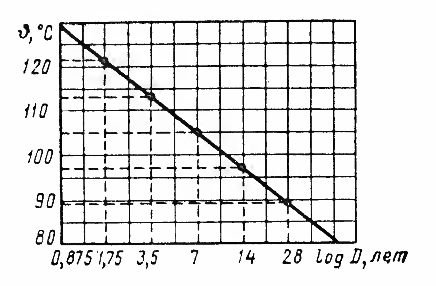


Рис. 9.2. Зависимость срока службы изоляции от температуры

Правило восьми градусов позволяет оценить влияние кратковременных перегрузок (например, при аварийных режимах) на срок службы изоляции. Если принять срок службы машины за 100%, то относительный износ в процентах за время работы в течение времени t_1 с температурой ϑ_1

$$V_1=(t_1/D_{\vartheta 1})\,100=(100t_1/7)\,2^{\frac{\vartheta-105}{8}}. \qquad (9.30)$$

Если температура в процессе перегрузки меняется, то относительный износ в процентах определяется по формуле

$$V_1=100\int\limits_0^{t_1}\frac{dt}{D_\vartheta}=\frac{100}{7}\int\limits_0^{t}2^{\frac{\vartheta-105}{8}}dt. \qquad (9.31)$$

Кратковременные перегрузки могут сильно сократить срок службы машины, так как при больших токах температура растет весьма ощутимо. Так, например, при коротком замыкании трансформатора температура обмотки может достигать ~250°С.

Срок службы изоляции при такой температуре составляет всего ~14 мин и, как показывают расчеты, за время нагревания и остывания при одном коротком замыкании тратится 4,3% ресурса трансформатора.

Исследования старения кремнийорганических смол, произведенные в области температур 200...250°С, подтвердили возможность оценки долговечности изоляции с помощью правила Монтзингера, причем параметр $\Delta\vartheta$ составляет примерно 10°С.

Особенно важно помнить, что выходит из строя изоляция в первую очередь там, где температура максимальна. Это значит, что

при одинаковой средней температуре может быть большое различие в сроке службы изоляции: неудачно сконструированная машина может иметь отдельные плохо охлаждаемые места, где температура значительно выше средней, а старение изоляции на этом участке и определит срок службы всей машины.

9.5. Вентиляция электрических машин

Почти все электрические машины снабжаются устройствами для улучшения охлаждения. Вращающиеся машины охлаждаются вентилирующими устройствами.

Назначение вентиляции состоит в том, чтобы, во-первых, избежать чрезмерного подогрева воздуха в машине (особенно в застойных «мешках») и, во-вторых, увеличить коэффициент теплоотдачи $k_{\text{то}}$.

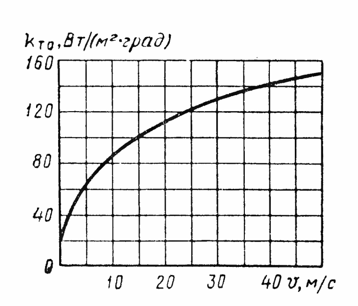


Рис. 9.3. Зависимость коэффициента теплоотдачи от скорости охлаждающего воздуха

При спокойном воздухе коэффициент теплоотдачи, учитывающий лучеиспускание и конвекцию, сравнительно мал и при температуре 100°С составляет примерно 20 Вт/м^2.

При обдувании поверхности струей воздуха, имеющей скорость v относительно поверхности, коэффициент теплоотдачи увеличивается приблизительно в соответствии с уравнением

$$\boxed{k_{\text{то}} = k_{\text{то}0}\left(1+\sqrt{v}\right).} \qquad (9.32)$$

При $v \approx 16$ м/с коэффициент теплоотдачи увеличивается примерно в 5 раз по сравнению со значением при отсутствии вентиляции. Следовательно, наличие вентиляции позволяет резко увеличить мощность машины. Из рис. 9.3 видно, что с увеличением скорости воздуха коэффициент теплоотдачи растет сначала быстро, а потом этот рост замедляется. Следовательно, очень большие скорости, т. е. чрезмерное количество прогоняемого воздуха, нецелесообразны, так как при этом резко возрастают потери, связанные с вентиляцией.

Пусть некоторый объем воздуха Q в воздухопроводе длиной l переместился под влиянием силы P на эту длину l. Тогда работа силы

$$A = Pl = pSl = pQ, \qquad (9.33)$$

где p — удельное давление, кг/м^2; S — площадь сечения воздухопровода.

Если никакого сопротивления движению воздуха в воздухопроводе нет, то вся эта работа превратится в кинетическую энергию данного объема воздуха, равную

$$A = mv^2/2 = (\gamma Q/g)(v^2/2), \qquad (9.34)$$

где $\gamma=1{,}23$ кг/м^3 — плотность воздуха при $\vartheta=50°$C и давление 760 мм рт. ст.; $g=9{,}81$ м/с^2.

Приравнивая (9.33) и (9.34), найдем удельное давление (или, что то же самое, напор $H_{\partial ин}$ в мм вод. ст.)

$$\boxed{p=H_{дин}=(\gamma/2g)\,v^2=6{,}2\cdot 10^{-2}v^2.} \tag{9.35}$$

Напор $H_{дин}$, который вызывает движение воздуха в воздухопроводе, не имеющем сопротивления, называется динамическим. Реальный воздухопровод всегда имеет сопротивление, обусловленное трением воздуха о стенки, завихрениями при резких изменениях сечения воздухопровода и т. п. Для преодоления этих сопротивлений кроме напора $H_{дин}$ надо приложить еще дополнительный напор $H_{ст}$ — статический. Его значение определяется по формуле

$$H_{ст}=\alpha H_{дин}, \tag{9.36}$$

где α — коэффициент сопротивления движению воздуха, определяемый опытным путем.

Результирующий напор, требующийся для продувки воздуха сквозь воздухопровод,

$$H=H_{дин}+\sum H_{ст}, \tag{9.37}$$

где $\Sigma H_{ст}$ — сумма местных статических напоров, нужных для преодоления суммарного аэродинамического сопротивления воздухопровода.

Наибольшие сопротивления представляют вход и выход воздуха в машину ($\alpha\approx 0{,}5$), вход в каналы ($\alpha\approx 0{,}5$), повороты струи ($\alpha\approx 1{,}0$) и т. п., для преодоления этих сопротивлений требуется полный напор, в 2 ... 3 раза больший, чем динамический.

Для удобства расчетов динамического и статического напоров можно пользоваться формулой другого вида:

$$H_{ст}=\alpha H_{дин}=\alpha 6{,}2\cdot 10^{-2}(Q^2/S^2)=Q^2Z, \tag{9.38}$$

где $Z=\alpha/S^2\cdot 6{,}2\cdot 10^{-2}$ — аэродинамическое сопротивление участка.

С учетом этого формула (9.37) примет вид

$$H=H_{дин}+\sum H_{ст}=Q^2(z_{дин}+Z), \tag{9.39}$$

где $z_{дин}=6{,}2/S^2\cdot 10^{-2}$ — аэродинамическое сопротивление, эквивалентное динамическому напору выходящего из машины воздуха; $Z=\Sigma z$ — аэродинамическое сопротивление воздухопровода.

Напор создается вентилятором. При вращении вентилятора (рис. 9.4) его лопасти захватывают воздух, придавая ему скорость. На вращающийся воздух действует центробежная сила, выбрасывая его по направлению от центра вентилятора со скоростью u. При

радиальных лопастях полный теоретический напор, создаваемый вентилятором,

$$H_{теор} = \frac{\gamma}{g} \frac{v_2^2 - v_1^2}{2}, \quad (9.40)$$

где v_1 и v_2 — тангенциальные составляющие скорости на внутреннем и внешнем диаметрах лопаток.

Действительный напор H_0, создаваемый вентилятором, всегда меньше теоретического из-за наличия потерь на трение воздуха, на завихрение при выходе на удар при входе:

$$H_0 = \eta_a H_{теор}, \quad (9.41)$$

где $\eta_a \approx 0{,}5$ — аэродинамический КПД вентилятора при холостом ходе.

Если расход воздуха, прогоняемого вентилятором, увеличивается, то потери в нем растут и действительный напор падает. Максимальный расход

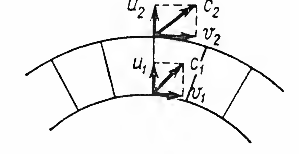


Рис. 9.4. Принцип действия вентилятора

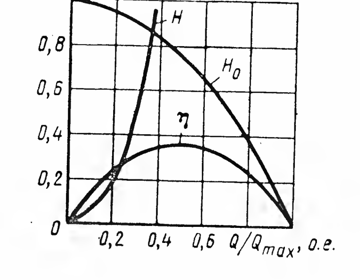


Рис. 9.5. Характеристики вентилятора

воздуха при работе вентилятора на воздухопровод без сопротивлений получается при действительном напоре H, равном нулю, когда вся работа вентилятора затрачивается лишь на преодоление собственного сопротивления.

Значение этого максимального расхода воздуха

$$Q_{max} = kS_2 v_2 \, [м^3/с], \quad (9.42)$$

где $S_2 = 0{,}9\pi D_2 b$; D_2 — внешний диаметр вентилятора; b — ширина лопатки; $k \approx 0{,}42$.

Изменение действительного напора вентилятора H в пределах от холостого хода при $Q=0$ до максимального расхода Q_{max} достаточно точно выражается формулой

$$H = H_0 (1 - Q^2/Q_{max}^2). \quad (9.43)$$

Для вентилятора заданных размеров по формулам (9.42) и (9.43) можно построить характеристику вентилятора $H = f(Q)$, как показано на рис. 9.5. Там же показана характеристика воздухопровода, построенная по (9.39). Точкой пересечения двух характеристик определяется объем продуваемого через машину воздуха и

соответствующего ему значения действительного напора вентилятора.

Мощность в Вт, потребляемая вентилятором, определяется по формуле

$$\boxed{P_{\text{вент}}=(QH/\eta)\,9{,}81.} \qquad (9.44)$$

Значения КПД вентилятора $\eta=f(Q)$ видны из рис. 9.5. На практике $\eta\approx0{,}15$.

Обычно в машинах в основном применяются вентиляторы с радиальными лопастями из-за их технологичности и из-за того, что их эффективность не зависит от направления вращения.

В специальных вентиляционных установках применяются вентиляторы с наклонными лопастями, которые имеют более высокий КПД из-за безударного входа воздуха в вентилятор. В быстроходных вентиляторах лопасти делаются наклоненными назад (рис. 9.6, *а*), в тихоходных — вперед (рис. 9.6, *б*).

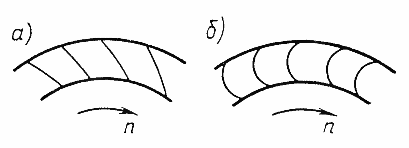


Рис. 9.6. Вентиляторы с лопастями, наклоненными назад *(а)* и вперед *(б)*

Для машин постоянного тока, имеющих сравнительно небольшую длину якоря, типична осевая вентиляция (рис. 9.7). На валу у двигателя расположен вентилятор, который создает разрежение внутри двигателя, и воздух забирается со стороны коллектора, т. е. со стороны, противоположной вентилятору, а затем проходит двумя параллельными потоками: часть воздуха омывает наружную сторону якоря и катушки полюсов, а другая часть проходит через вентиляционные каналы, выштампованные в сердечнике якоря. Каналы обычно делаются круглой формы и выштамповываются вместе с пазами. Пазы такой формы (рис. 9.8, *а*) более технологичны, чем овальные (рис. 9.8, *б*) и ромбовидные (рис. 9.8, *в*), круглые каналы меньше забиваются пылью.

В двигателях с короткозамкнутым ротором (рис. 9.9) лопасти вентилятора являются продолжением короткозамыкающих колец и отливаются вместе с кольцами и обмоткой из алюминия. Охлаждающий воздух забирается с обоих торцов машины и омывает сначала лобовые части обмотки статора, а потом охлаждает сердечник статора, проходя по каналам между ним и станиной. Выбрасывается воздух наружу в средней части машины, через вентиляционные отверстия в станине.

В машинах большой мощности в сердечниках ротора и статора делаются радиальные вентиляционные каналы (рис. 9.10), которые сами способны создавать напор, обеспечивающий циркуляцию воздуха через машину. В машинах с явновыраженными полюсами на роторе (в синхронных двигателях, гидрогенераторах) движению

Рис. 9.7. Машина постоянного тока с осевой вентиляцией

воздуха через радиальные каналы способствуют полюсы ротора. Если длина сердечников велика, то с обеих сторон ставятся вентиляторы, обеспечивающие достаточную интенсивность охлаждения. Преимуществами радиальной вентиляции являются: одинаково хорошее охлаждение лобовых соединений с обеих сторон; небольшая разница между средней температурой и максимальной.

В машинах предельного исполнения (машинах максимальной мощности в строго заданных



Рис. 9.8. Осевые вентиляционные каналы

Рис. 9.9. Разрез асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

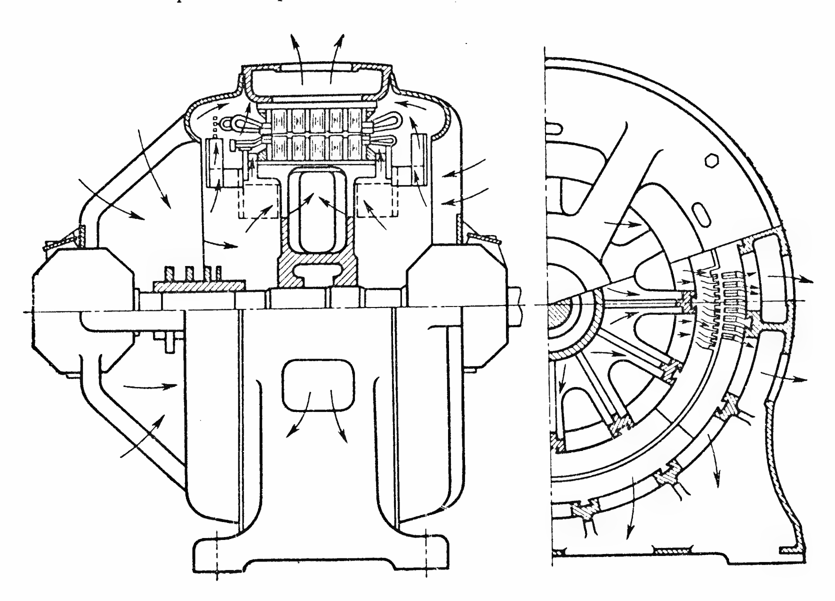


Рис. 9.10. Радиальная вентиляция асинхронного двигателя

габаритах) применяется комбинация осевого и радиального принципов вентиляции с подачей воздуха от специальных вентиляторов.

Для интенсивного охлаждения машины требуется продувать большой объем воздуха. Если этот воздух забирается из атмосферы, то иногда возникает вопрос борьбы с загрязнением машины. Грязью забиваются вентиляционные каналы, ею покрываются поверхности катушек и сердечников, что ухудшает условия охлаждения.

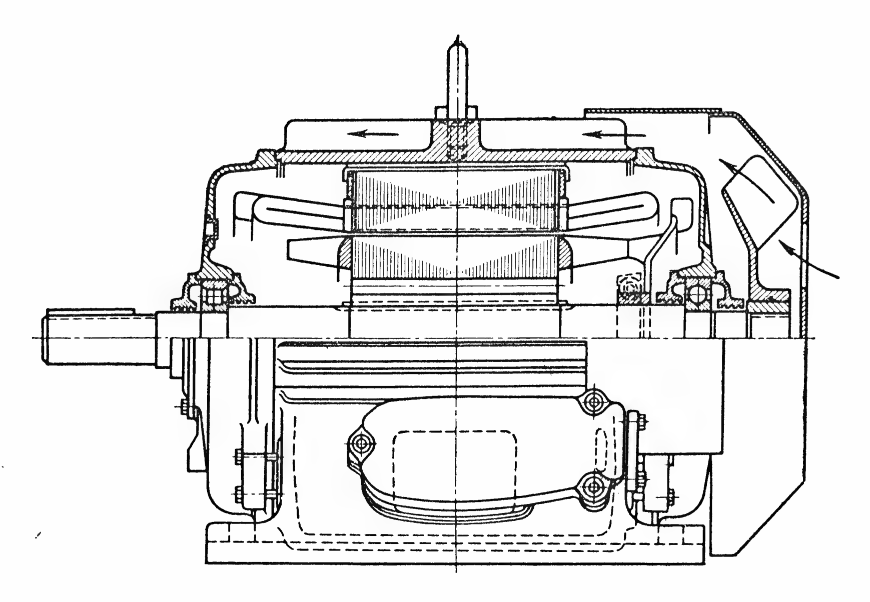


Рис. 9.11. Охлаждение закрытого двигателя

Возникает и опасность пробоя по поверхности, если есть открытые токоведущие части (пробой по поверхностям изоляторов щеткодержателей, изоляционного конуса коллектора и т. д).

Особенно сложны условия эксплуатации в угольных шахтах, на цементных заводах и т. д. Установка фильтров на входе машины, как правило, не дает эффекта; фильтр забивается грязью и охлаждение резко ухудшается.

В этих случаях машины малой мощности приходится делать закрытыми. Их охлаждение производится обдувом поверхности статора, который снабжается ребрами для увеличения поверхности охлаждения (рис. 9.11). Внутри машины также создается циркуляция воздуха для того, чтобы предотвратить возникновение застойных мест с повышенной температурой.

Конечно, охлаждение закрытых машин ухудшается, что требует уменьшить удельные нагрузки: плотность тока, линейную нагрузку и т. д. Это ведет к увеличению габаритов и массы закрытых машин.

В машинах большой мощности — 3 МВт и больше — часто применяется охлаждение по замкнутому циклу: вентиляторы, установленные на роторе или отдельно, прогоняют воздух через радиальные каналы ротора и статора, а затем через кольцевые камеры станины к охладителю (рис. 9.12). Воздух, прошедший через воздухоохладитель, вновь поступает в машину.

В быстроходных машинах большой мощности в качестве охлаждающего агента иногда применяют водород. Использование водорода позволяет резко уменьшить вентиляционные потери, так как его плотность примерно в 8 раз меньше плотности воздуха. Кроме того, несколько улучшается отвод теплоты, так как теплопроводность водорода больше, чем воздуха.

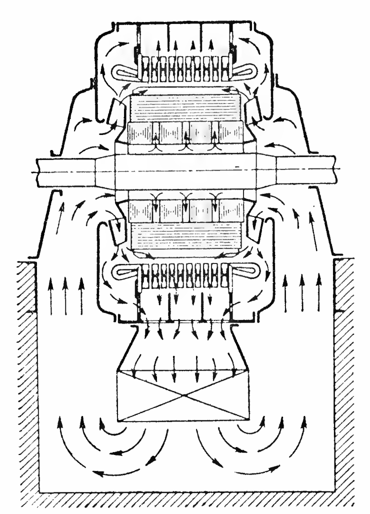


Рис. 9.12. Охлаждение крупной машины по замкнутому циклу

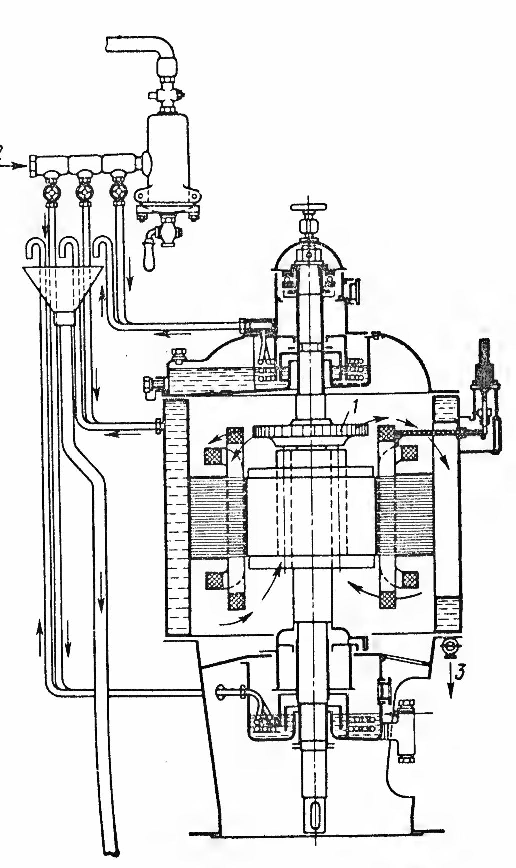


Рис. 9.13. Жидкостное охлаждение статора мощного асинхронного двигателя

Для статоров может применяться и жидкостное охлаждение (рис. 9.13). Машины, устанавливаемые в помещениях, имеют водяное охлаждение; при наружной установке применяется минеральное масло. В трансформаторах масло является не только охлаждающим агентом, но и изолятором; *витковая изоляция* (изоляция проводника) в трансформаторах делается из хлопчатобумажной

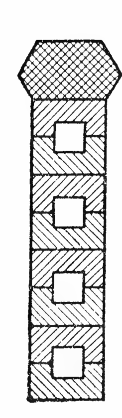


Рис. 9.14 Каналы в проводниках при непосредственном охлаждении

пряжи, а *главная изоляция* — масляные промежутки. Небольшая толщина витковой изоляции способствует хорошему охлаждению обмоток, и масляные трансформаторы по массе (вместе с маслом) примерно равны сухим трансформаторам, но значительно дешевле.

Во вращающихся машинах с замкнутым циклом охлаждения широко применяется непосредственное охлаждение проводников обмоток статора и ротора. При водородном охлаждении он пропускается через каналы внутри проводников (рис. 9.14). Непосредственное охлаждение обмотки статора крупных турбогенераторов производится дистиллированной водой, которая пропускается через специальные трубы, укладываемые в пазу, рядом с проводниками. В каждом пазу укладывается 2...4 трубы. В последних конструкциях мощных турбогенераторов непосредственное водяное охлаждение делается и у роторов.

9.6. Расчет превышений температуры *

В установившемся режиме вся теплота, выделяющаяся в машине, отводится в атмосферу из-за того, что температура частей машины выше, чем температура окружающего воздуха. Если изолированная медная катушка охлаждается со всех сторон равномерно (рис. 9.15, *а*), то теплота, выделяющаяся в меди, равномерно отводится в окружающую среду через поверхность катушки S. При этом поверхность катушки имеет превышение температуры над температурой окружающей среды

$$\tau_\alpha = Q/(k_{\text{то}}S), \qquad (9.45)$$

а медь имеет превышение температуры над температурой поверхности катушки

$$\tau_\beta = Q/(\Lambda S). \qquad (9.46)$$

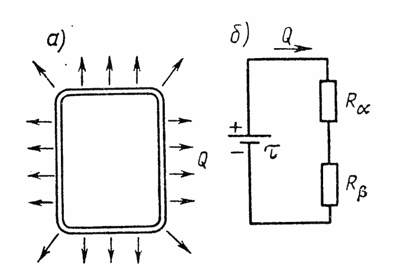


Рис. 9.15. Сечение медной катушки и направление теплового потока *(а)* и электрическая схема замещения *(б)*

Превышение температуры меди над температурой окружающей среды

$$\boxed{\tau = \tau_\alpha + \tau_\beta = (Q/S)(1/k_{\text{то}} + 1/\Lambda) = q\,(1/k_{\text{то}} + 1/\Lambda).} \qquad (9.47)$$

---

* Используются методики А. Е. Алексеева и А. Б. Иоффе.

Величина q называется удельным тепловым потоком или плотностью теплового потока. Теплопроводность Λ можно представить в виде

$$\Lambda=\lambda/\beta, \tag{9.48}$$

где β — толщина изоляции; λ — удельная теплопроводность.

Значения удельной теплопроводности приведены в табл. 9.4. Из таблицы видно, что изоляция обладает малой теплопроводностью и поэтому, несмотря на ее малую толщину, перепад температур в ней достаточно велик. Обычно он составляет 10 ... 20°С.

Коэффициент теплоотдачи с поверхности $k_{\text{то}}$ в спокойном воздухе составляет примерно 15 Вт/(м²·град), и может увеличиваться в 3 ... 5 раз в зависимости от скорости охлаждающего воздуха (см. рис. 9.3).

В соответствии с этим плотность теплового потока (если перегрев примерно 100°С) допускается примерно 1000 Вт/м² при интенсивном охлаждении. Более точные тепловые расчеты производятся в соответствии с приведенной ниже зависимостью λ, Вт·см/(м²× ×град), от материала:

Медь	$3\cdot10^4$
Алюминий	$2\cdot10^4$
Сталь	$6{,}3\cdot10^3$
Стекло	110
Слюда	36
Лакоткань	21
Миканит	12
Изоляция пазов или катушек, пропитанная лаком	10

С учетом того, что поверхность имеет различные $k_{\text{то}}$ (из-за различного охлаждения), имеются разветвления тепловых потоков на несколько частей и т. п.

Один из наиболее распространенных методов расчета — метод тепловых схем замещения.

Уравнение (9.47) можно представить в виде

$$\boxed{\tau=\tau_\alpha+\tau_\beta=Q\,(R_\alpha+R_\beta),} \tag{9.49}$$

где $R_\alpha=1/(k_{\text{то}}S)$ и $R_\beta=\beta/(\lambda S)$ — тепловые сопротивления.

Для формулы (9.49) справедлива эквивалентная электрическая схема (рис. 9.15, *б*), если приравнять тепловое сопротивление электрическому, тепловой поток — току, а превышение температуры τ эквивалентно ЭДС.

При наличии вентиляции нагревание катушек статора мало влияет на температуру обмотки якоря и наоборот. Поэтому расчет нагревания полюсов и якоря производится отдельно.

Расчет нагревания катушек главных полюсов. Сначала рассмотрим случай, когда на статоре нет никаких обмоток, кроме обмоток главных полюсов (рис. 9.16). Теплота, выделяющаяся в меди об-

мотки Q_{Cu}, отводится от поверхности катушки, омываемой воздухом (поток Q_1), и частично передается станине (Q_2):

$$Q_{Cu}=Q_1+Q_2.$$

От станины теплота отводится и с внутренней и с внешней поверхностей.

Кроме потерь в меди обмоток имеются поверхностные потери в сердечниках главных полюсов $Q_{г.п}$, которые отводятся в атмосферу вместе с потоком Q_2.

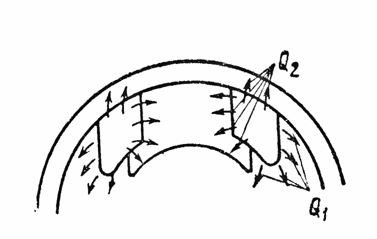


Рис. 9.16. К расчету нагревания

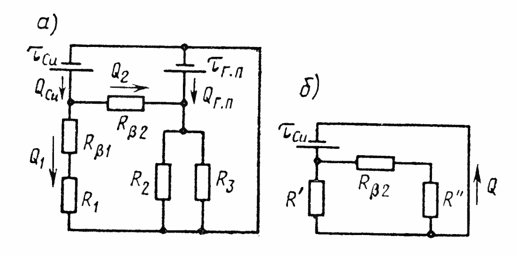


Рис. 9.17. Полная (*а*) и упрощенная (*б*) электрические схемы замещения теплоотвода катушек главных полюсов

Электрическая схема замещения процесса теплоотвода у катушек главных полюсов показана на рис. 9.17, где тепловые сопротивления имеют значения: $R_{\beta1}=\beta/(\lambda S_1)$; S_1 — площадь поверхности катушки, омываемой охлаждающим воздухом; $R_{\beta2}=\beta/(\lambda S_2)$; S_2 — площадь поверхности катушки, соприкасающейся с сердечником и станиной; $R_1=1/(k_{\text{то}1}S_1)$; $R_2=1/(k_{\text{то}2}S_3)$; S_3 — площадь внутренней поверхности станины и главных полюсов, охлаждаемой воздухом; $R_3=1/(k_{\text{то}3}S_4)$; S_4 — площадь внешней поверхности станины, охлаждаемой воздухом.

При составлении схемы замещения не учтены перепады температуры в сердечниках полюсов и в станине, так как теплопроводность стали сравнительно высока.

Расчет превышения температуры обмоток главных полюсов имеет невысокую точность из-за того, что коэффициенты теплоотдачи поверхности катушки и станины неопределенные, так как зависят от скорости соприкасающегося воздуха, а эта скорость различна для различных частей статора. Кроме того, конструкция катушки не является, как правило, монолитной. Всякого рода пустоты, недостаточно хорошо заполненные лаком, отставание покровной изоляции на боковых поверхностях и другие причины приводят к появлению воздушных мешков и делают условия расчета неопределенными.

Поэтому значения тепловых сопротивлений должны рассчитываться с учетом результатов, полученных для предшествующих машин сходной конструкции, выполненных по той же технологии.

Общие закономерности по введению поправочных коэффициентов рассмотрим на примере конструкций катушек, показанных на рис. 9.18. Поверхности *3* и *4*, прилегающие к полюсу, плотно прижаты к нему и поэтому тепловое сопротивление в этих местах невелико. Изоляция поверхности *2* имеет тенденцию к отставанию, что особенно резко сказывается при высоких катушках (рис. 9.18, *в*). Тепловое сопротивление для поверхности *2* при расчете должно быть увеличено в 2...3 раза. Теплоотдача через поверхность *1*

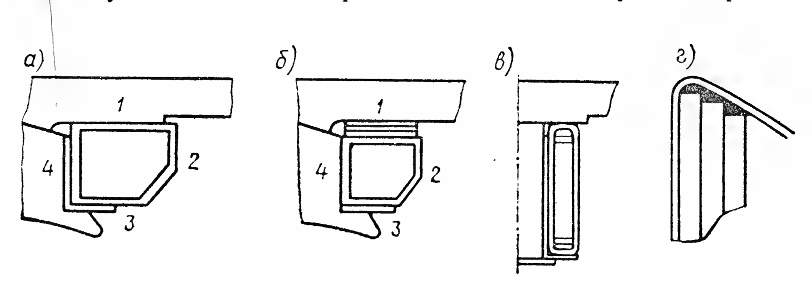


Рис. 9.18. Конструкции катушек главных и добавочных полюсов

сильно зависит от конструкции крепления катушки. При креплении с помощью пружинного фланца (рис. 9.18, *а*) добавочное тепловое сопротивление почти полностью отсутствует. При креплении катушки с помощью пружинной рамки (рис. 9.18, *б*) тепловое сопротивление сильно возрастает, так как в этом случае имеются дистанционные прокладки из электрокартона (3...5 мм толщиной) и небольшой воздушный зазор между катушкой и пружинной рамкой. В связи с этим тепловое сопротивление возрастает в 3...5 раз. Аналогичное явление происходит и в крупных двигателях с последовательным возбуждением при круглой станине (рис. 9.18, *г*).

Влияние пульсационных потерь на превышение температуры обмотки обычно невелико из-за их малости; если ими пренебречь, то превышение температуры можно определять по упрощенной схеме замещения (см. рис. 9.17, *б*):

$$\tau_{Cu} = Q_{Cu}\,[R' \parallel (R_{\beta 2} + R'')], \qquad (9.50)$$

где $R' = R_{\beta 1} + R_1$; $R'' = R_2 | R_3$.

Из-за наличия витковой изоляции температура меди обмотки неравномерна: внутренние витки нагреваются сильнее, чем наружные. На рис. 9.19 представлено построенное по экспериментальным данным температурное поле катушки, показывающее примерное распределение температуры внутри обмотки (цифрами на рисунке обозначена температура, °С).

Рост среднего превышения температуры обмотки из-за наличия витковой изоляции можно учесть, если принять расчетную толщину изоляции равной

$$\beta' \approx \beta + (m/4)\beta_{\text{вит}}, \qquad (9.51)$$

где $\beta_{вит}$ — толщина витковой изоляции; m — число слоев в рассматриваемом направлении.

При наличии на статоре и главных и добавочных полюсов тепловая схема имеет вид, представленный на рис. 9.20. На этой схеме учитывается наличие двух источников тепловых потоков главных и добавочных полюсов $Q_{г.п}$, $Q_{д.п}$ соответственно. Часть этих потоков $Q_{г.п1}$ и $Q_{д.п1}$ отводится непосредственно в воздух; а часть $Q_{г.п2}$

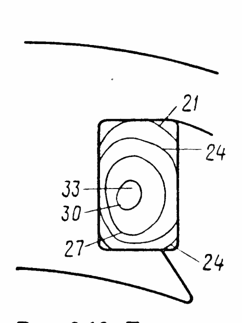


Рис. 9.19. Температурное поле катушки

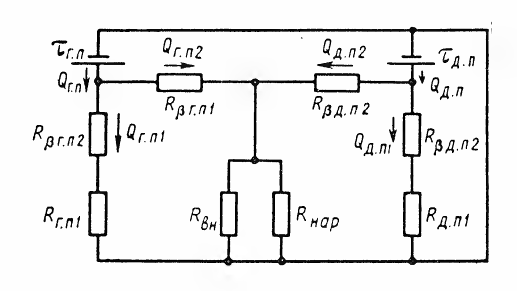


Рис. 9.20. Тепловая схема для катушек главных и добавочных полюсов

и $Q_{д.п2}$ передается станине, от которой отводится в окружающую среду через внутреннее и наружное сопротивления $R_{вн}$ и $R_{нар}$.

Превышения температур обмоток главных и добавочных полюсов $\tau_{г.п}$ и $\tau_{д.п}$ находятся из схемы замещения 9.20 после определения тепловых сопротивлений, аналогично тому, как это было показано выше.

Нагревание обмотки якоря. При определении нагревания якоря можно выделить три его части: коллектор, лобовые соединения и часть обмотки, находящуюся в пазах.

Экспериментальные исследования показали, что наиболее сильно нагревается медь, лежащая в пазах якоря, лобовые соединения охлаждаются несколько лучше. Коллектор влияет на нагревание обмотки мало и его наличие при расчете температуры обмотки якоря обычно не учитывают. Значительная часть теплоты из обмотки якоря переходит в сталь якоря и совместно с потерями в стали выводится через внешнюю поверхность стали якоря и вентиляционные каналы. При малых нагрузках возможна и обратная картина: часть потерь в стали переходит в медь и рассеивается обмоткой.

Расчет превышения температуры производится по тепловой схеме замещения якоря (рис. 9.21).

На тепловой схеме якоря Q_{Cu} и Q_{Fe} — тепловые потоки, равные потерям в меди и стали соответственно;

$$R_1 = \beta_1/(\lambda_1 S_1) + 1/(k_{т01} S_1) \quad (9.52)$$

— тепловое сопротивление для потока, выделяющегося через наружную поверхность лобовых соединений; β_1 и λ_1 — толщина и теплопроводность изоляции наружного покрова;

$$S_1 = 2\pi D_a \left(l_л - (1/3) \sum l_\delta\right), \qquad (9.53)$$

где $l_л$ — вылет лобовых соединений с одной стороны якоря, $l_л \approx 0{,}5\tau$; Σl_δ — общая ширина проволочных бандажей на лобовой части;

$$R_2 = \beta_2/(\lambda_2 S_2) + 1/(k_{то2} S_2) \qquad (9.54)$$

— тепловое сопротивление для потока, выделяющегося через обмоткодержатель; β_2 и λ_2 — толщина и теплопроводность изоляции обмоткодержателя;

$$S_2 = 2\pi (D_a - 2h_п) l_л, \qquad (9.55)$$

где $h_п$ — высота паза якоря.

Тепловое сопротивление изоляции пазов

$$R_\beta = \beta/\lambda S_\beta, \qquad (9.56)$$

где

$$S_\beta = Z(2h_п + b_п) l_a, \qquad (9.57)$$

Рис. 9.21. Тепловая схема якоря

где $b_п$ — ширина паза; Z — число пазов; l_a — активная длина якоря; β и λ — толщина и теплопроводность изоляции.

Тепловое сопротивление наружной поверхности якоря

$$R_3 = 1/(k_{то3} S_3), \qquad (9.58)$$

где

$$S_3 = l_a (\pi D_a - 0{,}7 Z b_п). \qquad (9.59)$$

Второй член в скобках формулы (9.59) учитывает ухудшение теплоотвода через клин, крепящий обмотку.

Тепловое сопротивление вентиляционных каналов якоря:

$$R_4 = 1/(k_{то4} S_4), \qquad (9.60)$$

где S_4 — полная поверхность вентиляционных каналов.

При определении коэффициентов теплоотдачи $k_{то3}$ и $k_{то4}$ нужно учитывать скорость воздуха v (см. рис. 9.3). Для внешней поверхности якоря v складывается из скорости на поверхности якоря v_a и расчетной скорости вентилирующего воздуха;

$$v_{вент} \approx 8Q/\left(D_a^2 - D_i^2\right), \qquad (9.61)$$

где Q — объем вентилирующего воздуха, м^3/мин; D_a — диаметр якоря, дм; D_i — внутренний диаметр стального пакета, дм.

Скорости v_a и $v_{вент}$ направлены друг к другу под углом, меньшим 90° и поэтому

$$v \approx \sqrt{v_a^2 + 1{,}5 v_{вент}^2}. \tag{9.62}$$

Теплота от якоря отводится вентилирующим воздухом, который в машине подогревается и имеет некоторое среднее превышение температуры $\tau_{вент}$ над температурой окружающего воздуха. С учетом подогрева вентилирующего воздуха среднее превышение температуры обмотки якоря над температурой окружающей среды

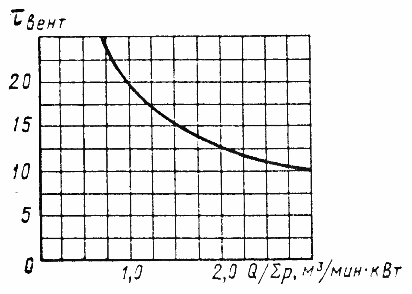


Рис. 9.22. Зависимость подогрева вентилирующего воздуха от объема воздуха

$$\tau = \tau_{Cu} + \tau_{вент}. \tag{9.63}$$

Значение $\tau_{вент}$ в зависимости от количества вентилирующего воздуха и суммарных потерь можно определить по рис. 9.22.

Определение максимально нагретой точки обмотки. В обмотках главных и дополнительных полюсов различие в температуре отдельных частей обмотки невелико и обычно считают, что максимальная температура меди равна средней.

В якоре различие в температуре отдельных частей обмотки более заметно (рис. 9.23), особенно при односторонней осевой вентиляции. В первую очередь нужно учитывать максимальную температуру вентилирующего воздуха:

$$\tau_{в\,max} \approx 2\tau_{вент}. \tag{9.64}$$

Так как наиболее нагретая точка обмотки находится обычно в пазовой части, максимальное превышение температуры можно определить по тепловой схеме рис. 9.24, которая построена в предположении, что не производится отсоса теплоты лобовыми соединениями. В схеме рис. 9.24 Q'_{Cu} — полные потери в меди (включая

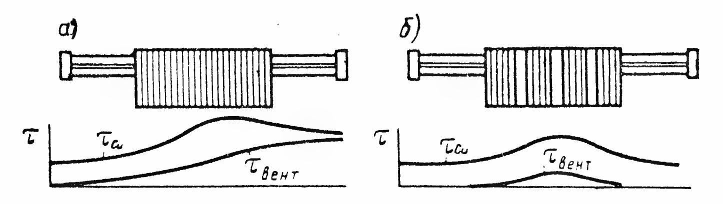


Рис. 9.23. Диаграммы превышения температуры обмотки и воздуха при односторонней осевой (а) и двусторонней (б) вентиляции

дополнительные), приходящиеся на пазовую часть; Q_{Fe} — потери в стали; тепловые сопротивления R_3 и R_4 определяются формулами (9.58) и (9.60).

Превышение температуры наиболее нагретой точки обмотки якоря

$$\tau_{max} = \tau' + \tau_{в\,max}. \qquad (9.65)$$

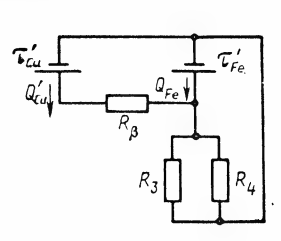


Рис. 9.24. Тепловая схема для определения максимального превышения температуры обмотки якоря

Нагревание коллектора. Превышение температуры внешней поверхности коллектора рассчитывается по формуле

$$\tau_{кол} = (p_{щ.эл} + p_{щ.тр})/(k_{то.кол} S_{кол}), \qquad (9.66)$$

где $p_{щ.эл}$ и $p_{щ.тр}$ — потери на коллекторе, электрические и механические (на трение) соответственно; $S_{кол} = \pi D_{кол} l_{кол}$ — площадь поверхности коллектора; $k_{то.кол}$ — коэффициент теплоотдачи с поверхности коллектора

$$k_{то.кол} \approx 5\left(1 + 0{,}7\sqrt{v_{кол}}\right). \qquad (9.67)$$

Экспериментально температура обмоток электрических машин обычно определяется по значению среднего омического сопротивления; температура коллектора измеряется термометром или специальной термопарой.

9.7. Режимы нагрузки электрических машин

В зависимости от характера изменения нагрузки электрические машины могут работать в различных номинальных режимах: продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающемся.

Продолжительный режим. Продолжительный режим работы электрической машины (рис. 9.25, *а*) — такой режим, при котором

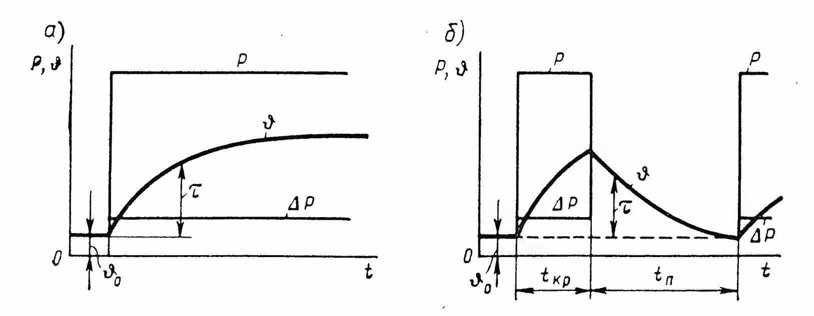


Рис. 9.25. Работа машины при продолжительном (*а*) и кратковременном (*б*) режимах

машина работает с неизменной нагрузкой и время работы настолько велико, что превышение температуры над температурой окружающей среды достигает установившегося значения:

$$\tau=\tau_\infty=\Delta P/(S'_{охл}k'_{то}). \tag{9.68}$$

Мощность, при которой $\tau_\infty=\tau_{max}$, называется номинальной длительной мощностью P_∞. Она является основным параметром, характеризующим нагрузочную способность электрической машины при продолжительном режиме работы. Под величиной P_∞ понимают наибольшую мощность, которую может отдать машина (в двигателях — $P_{мех}$, в генераторах $P_{эл}$) при непрерывной работе в течение неограниченного времени и нормально действующей вентиляции при условии, что температура отдельных ее частей не превышает установленных значений, определяемых классом применяемой изоляции. Обычно при работе с номинальной длительной мощностью P_∞ превышение температуры частей машины достигает установившегося значения через 3...6 ч для машин средней и большой мощности и через 10...30 мин для микромашин, после чего вся выделяющаяся теплота отдается окружающей среде.

Кратковременный режим. Под кратковременным режимом (рис. 9.25, *б*) понимают такой режим, в течение которого превышение температуры электрической машины достигает предельно допустимого значения для данного класса изоляции τ_{max}, но не достигает установившегося значения τ_∞. В этом режиме машина работает в течение сравнительно небольшого периода времени $t_{кр}$, перерыв же в работе $t_{пер}$ достаточно велик, чтобы она успела охладиться до температуры окружающей среды $\vartheta_{окр}$. Для машин общего применения ГОСТ устанавливает следующие продолжительности рабочего периода: 10, 30, 60 и 90 мин. Однако в условиях эксплуатации продолжительность рабочего периода $t_{кр}$ может быть самой различной.

При работе машины с мощностями P_2 и P_3, большими, чем $P_1=P_\infty$ (с перегрузкой), значения $\tau_{\infty 2}$ и $\tau_{\infty 3}$ больше, чем τ_{max} (рис. 9.26, *а*). Следовательно, продолжительная работа машины при таких мощностях недопустима и время ее работы должно быть ограничено. Чем больше отдаваемая мощность P (а следовательно, и потери ΔP), тем больше значения τ_∞ и тем интенсивнее растет превышение температуры в процессе нагревания. Таким образом, чем больше нагрузка машины, тем меньшее время она может работать до достижения значения τ_{max}. Например, при работе машины с мощностью $P_3>P_2$ допустимое время работы $t_3<t_2$. И, наоборот, чем меньше время работы машины, тем большую мощность она может развивать. Допустимую продолжительность кратковременного режима $t_{кр}$, при которой превышение температуры $\tau_{кр}$ не больше τ_{max}, можно определять по формуле

$$\tau_{кр}=\tau_\infty\left(1-e^{-t_{кр}/T}\right). \tag{9.69}$$

Следовательно, при кратковременном режиме можно допустить значения τ_∞ в $(1-e^{-t_{кр}/T})^{-1}$ раз большие, чем при длительном ре-

жиме работы. Во столько же раз могут быть увеличены и допустимые значения потерь мощности ΔP. Поэтому машины заданной мощности, рассчитанные для кратковременного режима, имеют значительно меньшие габариты и массу, чем машины, рассчитанные для длительной работы.

На рис. 9.26, *б* показана зависимость продолжительности работы машины от степени ее перегрузки по потерям: $k_п = \Delta P / \Delta P_\infty$. При

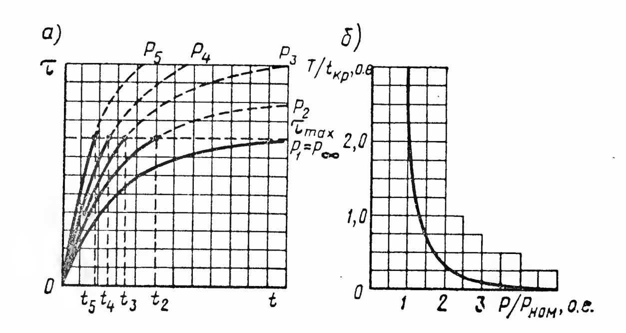


Рис. 9.26. Диаграмма нагревания машины при кратковременном режиме (*а*) и зависимость допустимого времени работ от степени перегрузки (*б*)

кратковременных перегрузках длительностью в 2...3 мин можно считать, что нагревание происходит без отдачи теплоты (адиабатически). При этом значение τ растет по линейному закону:

$$\tau \approx (\Delta P / cm) t. \qquad (9.70)$$

Повторно-кратковременный режим. Электрические машины часто работают в повторно-кратковременном режиме (рис. 9.27, *а*), когда периоды работы машины под нагрузкой $t_р$ периодически чередуются с периодами отключения машины (паузами) $t_п$, вследствие чего общее время работы машины разбивается на периодически повторяющиеся циклы продолжительностью $t_ц = t_р + t_п$. Согласно ГОСТу время цикла $t_ц$ при работе машины в этом режиме не должно превышать 10 мин. Повторно-кратковременный режим характеризуется продолжительностью включения в процентах:

$$ПВ = \frac{t_р}{t_ц} 100 = t_р/(t_р + t_п) 100. \qquad (9.71)$$

Стандартные значения ПВ составляют 15, 25, 40 и 60%.

При работе машины в повторно-кратковременном режиме кривая нагревания *3* приобретает пилообразный характер (рис. 9.27, *б*, *в*), так как периоды нагревания чередуются с периодами охлаждения. Во время рабочего периода $t_р$ значение τ возрастает по

некоторой кривой, соответствующей кривой нагревания машины *1*, во время паузы $t_п$ она уменьшается по кривой, соответствующей кривой охлаждения *2*.

При достижении установившегося режима превышение температуры колеблется в пределах между τ_{max} и τ_{min}, причем значение τ_{max} меньше превышения температуры τ_∞, которую имела бы машина при непрерывной работе с той же нагрузкой. Следовательно, при повторно-кратковременном режиме можно допустить бо́льшие нагрузки, чем при длительной непрерывной работе. Отношение потерь мощности в машине, работающей при повторно-кратковременном и продолжительном режимах (характеризующих нагрузку машины), при которых достигаются одинаковые установившиеся превышения температуры,

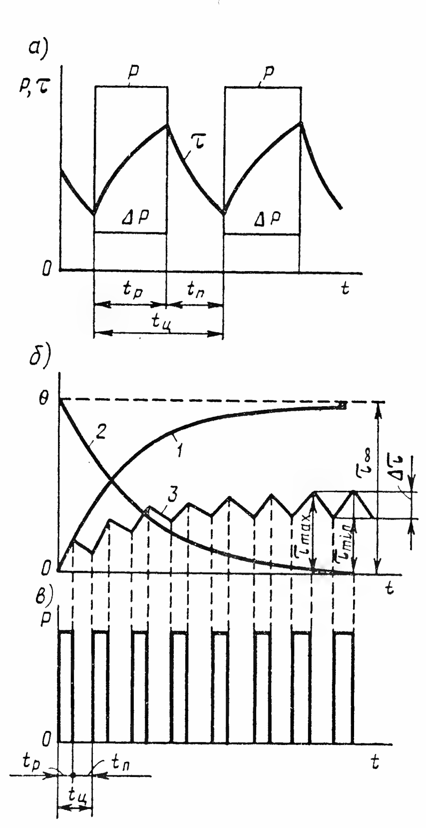


Рис. 9.27. График изменения температуры при работе машины в повторно-кратковременном режиме

$$\frac{\Delta P_{пв}}{\Delta P} = \frac{1 - e^{-(t_р/T + t_п/T_н)}}{1 - e^{-t_р/T}}, \quad (9.72)$$

где $\Delta P_{пв}$ и ΔP_∞ — потери мощности при повторно-кратковременном и продолжительном режимах; $T_н$ и T — постоянные времени для неподвижной и работающей машины.

В практике при определении мощности, которую может развивать электрическая машина при повторно-кратковременном режиме, часто исходят из эквивалентного тока:

$$I_{экв} \approx I_р \sqrt{\frac{t_р}{t_р + t_п}} \approx I_р \sqrt{ПВ}, \quad (9.73)$$

где $I_р$ — действительный ток машины в рабочий период $t_р$.

Если машина рассчитана на работу при повторно-кратковременном режиме $ПВ_1$, то при работе ее в режиме $ПВ_2$ ток, определяющий развиваемую мощность P, нужно увеличить или уменьшить пропорционально:

$$P_1/P_2 \approx I_1/I_2 \approx \sqrt{ПВ_2/ПВ_1}. \quad (9.74)$$

Из формулы (9.74) следует, что при ПВ=60% машина может реализовать мощность, приблизительно равную $1{,}3P_\infty$, при ПВ= =40% — мощность $1{,}6P_\infty$, при ПВ=25% — мощность $2P_\infty$; при ПВ=15% — мощность $2{,}6P_\infty$, где P_∞ — мощность при длительном режиме работы (при ПВ=100%).

Перемежающийся режим. В этом режиме (рис. 9.28) кратковременные периоды работы под нагрузкой (рабочие периоды) чередуются с периодами холостого хода (паузами), при которых $\Delta P = \Delta P_0$.

Перемежающийся режим характеризуется относительной продолжительностью нагрузки в процентах:

$$\text{ПН} = \frac{t_\text{р}}{t_\text{ц}} 100 = \frac{t_\text{р}}{t_\text{р} + t_0} 100, \qquad (9.75)$$

где $t_\text{р}$ — время работы; t_0 — время холостого хода.

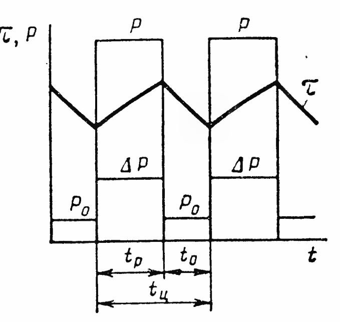


Рис. 9.28. График изменения температуры и потерь при работе машины в перемежающемся режиме

Стандартные значения ПН составляют 15, 25, 40 и 60%. Продолжительность цикла $t_\text{ц}$ не должна превышать 10 мин. Характер изменения τ и ϑ при этом режиме такой же, как и при повторно-кратковременном. За время $t_\text{р}$ и t_0 температура машины ϑ и превышение температуры τ не достигают установившихся значений.

Дополнительные номинальные режимы. Помимо основных номинальных режимов работы ГОСТ устанавливает в качестве дополнительных (рекомендуемых) следующие режимы:

а) повторно-кратковременный с частыми пусками при ПВ=15, 25, 40 и 60%;

б) повторно-кратковременный с частыми пусками в электрическим торможением при ПВ=15, 25, 40 и 60%;

в) перемежающийся с частыми реверсами и электрическим торможением;

г) перемежающийся с двумя частотами вращения.

В дополнительных номинальных режимах устанавливается стандартное число включений в час (для режимов *а* и *б*), число реверсов в час (для режима *в*) и число циклов в час (для режима *г*), равные 30, 60, 120 и 240 при коэффициентах инерции 1,2; 1,6; 2,0; 2,5 и 4 (отношение суммы приведенного к валу двигателя момента инерции приводного механизма и момента инерции ротора к моменту инерции ротора).

Работа при переменной нагрузке. В эксплуатации возможны самые разнообразные режимы, не отвечающие нормативам ГОСТа. Наиболее типичен режим с быстро изменяющейся нагрузкой, аналогичный повторно-кратковременному, когда в течение цикла температура частей машины существенно не изменяется.

Для определения возможности выполнения электрической машиной заданного графика нагрузки обычно применяют метод эквивалентного тока. В основу этого метода положено предположение о том, что переменные потери пропорциональны току нагрузки во второй степени:

$$\Delta P_{\text{пер}} = cI^2. \qquad (9.76)$$

При изменении нагрузки машины (рис. 9.29) ток I также изменяется. Поэтому суммарные потери энергии за все время Σt работы машины

$$\Delta W_{\text{пер}} = (\Delta P_{\text{пост}} + cI_1^2)\, t_1 + (\Delta P_{\text{пост}} + cI_2^2)\, t_2 + \dots$$
$$\dots + (\Delta P_{\text{пост}} + cI_n^2)\, t_n. \qquad (9.77)$$

Если бы машина работала с постоянной нагрузкой, эквивалентной по количеству выделенной теплоты (по результирующим потерям мощности) данному графику, то потери энергии были бы

$$\Delta W_{\text{пост}} = (\Delta P_{\text{пост}} + cI^2_{\text{экв}}) \sum t, \qquad (9.78)$$

где $I_{\text{экв}}$ — ток машины при постоянной нагрузке.

Приравнивая $\Delta W_{\text{пер}} = \Delta W_{\text{пост}}$, определяем эквивалентный ток

$$\boxed{I_{\text{экв}} = \sqrt{(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n) \Big/ \sum t}\,,} \qquad (9.79)$$

который нагревает электрическую машину так же, как и при работе ее с изменяющейся нагрузкой. По значению $I_{\text{экв}}$ и номинальному напряжению $U_{\text{ном}}$ можно определить номинальную мощность машины, необходимую для выполнения заданного графика нагрузки. Метод эквивалентного тока можно применять только при условии постоянства потерь ΔP_{Fe} и $\Delta P_{\text{мех}}$. Если электрическая машина работает при изменяющихся магнитном потоке и частоте вращения, то этот метод может давать значительные погрешности из-за изменения $\Delta P_{\text{пост}}$. Его нельзя применять для асинхронных двигателей с двойной «беличьей» клеткой и глубокопазных двигателей, так как у них при пусковых и тормозных режимах сильно изменяется сопротивление ротора.

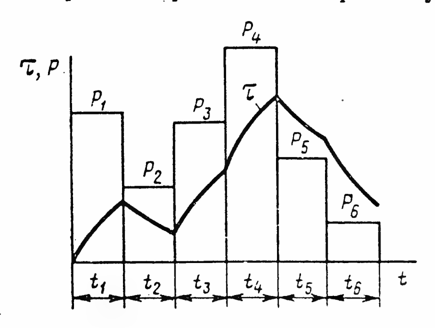


Рис. 9.29. График изменения мощности P и перегрева τ при изменяющейся нагрузке

Если машина работает при переменной нагрузке по какому-то графику, когда цикл работы превышает 10 мин, то уже нельзя пре-

небрегать изменением температуры машины внутри цикла и метод эквивалентного тока неприменим. В этом случае следует пользоваться кривыми нагревания электрической машины, построенными по формуле (9.10) или снятыми экспериментально.

Пусть график нагрузки машины имеет вид, показанный на рис. 9.30, *а*, и нужно установить, не превзойдет ли температура обмотки допустимых пределов.

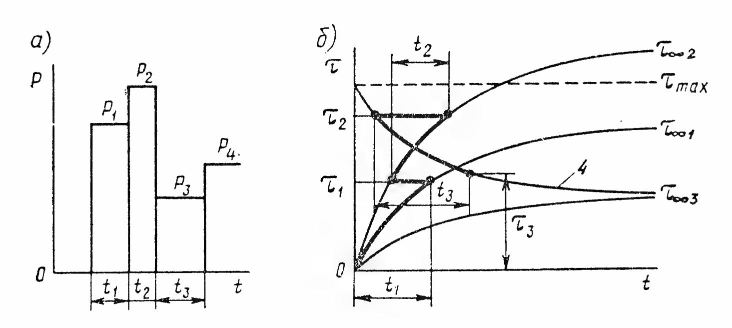


Рис. 9.30. График изменения нагрузки (*а*) и температуры (*б*) машины при произвольной нагрузке

На первом этапе работы с мощностью P_1 машина нагревается в соответствии с уравнением

$$\tau = \tau_{\infty 1}(1 - e^{-t/T_1}). \tag{9.80}$$

Через промежуток времени t_1 превышение температуры становится τ_1 (рис. 9.30, *б*) и машина переходит в режим работы с мощностью P_2, большей P_1. В соответствии с этим процесс нагревания меняется и его можно рассчитывать по общей формуле

$$\tau = \tau_{\infty 2}(1 - e^{-t/T_2}) + \tau_1 e^{-t/T_2} \tag{9.81}$$

либо определить графически, перейдя на новую экспоненту, заранее построенную для работы с мощностью P_2.

Через промежуток времени t_2 превышение температуры становится τ_2 и машина переходит в режим работы с мощностью P_3. Так как установившееся превышение температуры $\tau_{\infty 3}$, соответствующее мощности P_3, меньше достигнутого превышения τ_2, температура машины при работе с мощностью P_3 уменьшается. Текущее значение превышения температуры можно найти по кривой охлаждения (рис. 9.30, *б*, кривая *4*).

Через интервал времени t_3 установившееся превышение температуры становится τ_3 и т. д.

На рис. 9.31 приведена сетка кривых нагревания и охлаждения, построенная по экспериментальным данным для якоря двигателя постоянного тока мощностью 320 кВт. Эта сетка позволяет доста-

точно точно определить среднюю температуру обмотки якоря при любом графике нагрузки.

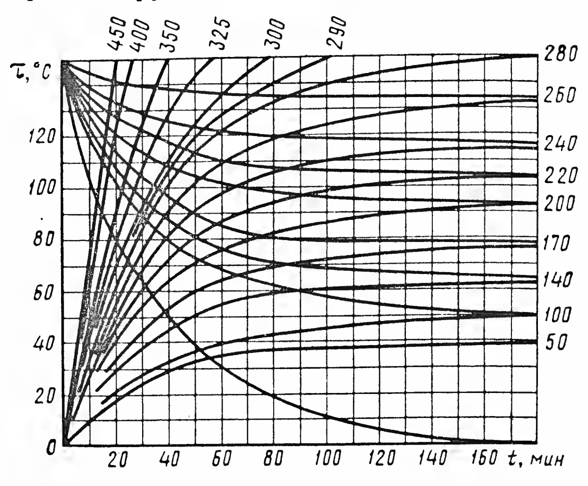
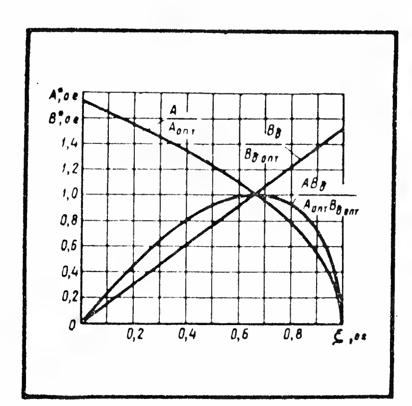


Рис. 9.31. Сетка кривых нагревания и охлаждения двигателя мощностью 320 кВт

Вопросы для самопроверки

1. Какой режим называется продолжительным? кратковременным? повторно-кратковременным?
2. Влияет ли начальная температура на установившееся превышение температуры?
3. В каких случаях постоянная времени нагревания отличается от постоянной времени охлаждения машины?
4. Как учитывается в уравнении нагревания то, что с изменением температуры изменяется активное сопротивление обмоток?
5. Почему в мощных машинах требуются более совершенные методы охлаждения, чем в машинах малой мощности?
6. Каковы основные причины старения изоляции?
7. Какие виды изоляции наиболее перспективны? К какому классу нагревостойкости они относятся?
8. Почему для тяговых двигателей и электрических машин самолетов ГОСТом резрешены более высокие максимальные температуры, чем для электрических машин общепромышленного назначения?
9. В чем заключается правило восьми градусов? Почему оно приближенно?
10. Как приближенно оценивается нагревание машины при циклической нагрузке, меняющейся по произвольному графику?
11. Процессы нагревания каких частей машины можно считать не влияющими друг на друга?
12. По какой электрической схеме замещения рассчитывается температура обмотки якоря? обмотки возбуждения?
13. Какие преимущества и недостатки имеет закрытая машина по сравнению с защищенной машиной?
14. Какой способ вентиляции — с аксиальными или радиальными каналами — применяется в машине с длинным ротором?
15. Какие преимущества дает охлаждение с замкнутым циклом?
16. Какие преимущества дает водородное охлаждение? жидкостное?



10

Проектирование электрических машин постоянного тока

Целью проектирования является создание экономичной электрической машины с заданными свойствами и для заданных условий работы. Экономическая эффективность машины оценивается приведенными затратами, которые включают стоимость изготовления и эксплуатационные расходы. В зависимости от конкретных условий эксплуатации машины, предпочтение может быть отдано массогабаритным, энергетическим или другим показателям; это сильно влияет на выбор «оптимальной» машины. Например, для машин, применяющихся в авиации, главный показатель — масса машины, для двигателя прокатного стана — надежность и срок службы и т. д.

Обычно рассчитывают несколько вариантов машин, различающихся диаметром якоря, числом полюсов и т. п. и из этих вариантов выбирают наиболее экономичный. Однако при расчете каждого из вариантов задача ставится более узкая: вписать максимальную мощность в заданный габарит или получить машину заданной мощности при минимальных габаритах. Сорт стали, вид изоляции и ее нагревостойкость при этом являются заданными.

10.1. Расчетная мощность машины и постоянная Арнольда

Мощность машины постоянного тока можно приближенно считать равной внутренней мощности якоря

$$\boxed{P \approx EI_a.} \tag{10.1}$$

Произведя подстановки

$$E = \frac{pn}{60}\,\frac{N}{a}\,\Phi, \tag{10.2}$$

где

$$\Phi = \alpha\tau l_a B_\delta = \alpha \frac{\pi D_a}{2p} l_a B_\delta \qquad (10.3)$$

и учитывая, что

$$\frac{I_a N}{2a} \frac{1}{\pi D_a} = A, \qquad (10.4)$$

$$n = \frac{60 v_a}{\pi D_a}, \qquad (10.5)$$

из формулы (10.1) получим

$$\boxed{P = \alpha A B_\delta \pi D_a l_a v_a.} \qquad (10.6)$$

Таким образом, мощность машины зависит от геометрических размеров: диаметра якоря D_a и длины его активной части l_a, скорости на поверхности якоря v_a, полюсного перекрытия α и удельных нагрузок: линейной нагрузки A и индукции в воздушном зазоре B_δ. Формула (10.6) может быть записана в виде

$$\boxed{D_a l_a = P/(\pi\alpha A B_\delta v_a),} \qquad (10.7)$$

откуда особенно ясно, что при заданной мощности P размеры машины тем меньше, чем больше удельные нагрузки и скорость на поверхности якоря.

Если заданы угловая скорость якоря ω и момент M, то

$$P = M\omega = M 2 v_a / D_a = \alpha A B_\delta \pi D_a l_a v_a,$$

$$M = 0{,}5\pi\alpha A B_\delta D_a^2 l_a = C_A (D_a^2 l_a), \qquad (10.8)$$

т. е. размеры машины при заданном уровне технологии определяются не мощностью, а вращающим моментом.

Коэффициент

$$\boxed{C_A = 0{,}5\pi\alpha A B_\delta} \qquad (10.9)$$

называется постоянной Арнольда и используется для оценки весовых показателей машины. Из (10.8) следует:

$$\boxed{C_A = M/(D_a^2 l_a),} \qquad (10.10)$$

а массу машины можно считать пропорциональной объему стального пакета якоря:

$$G = K_1 (D_a^2 l_a) = K_2 C_A. \qquad (10.11)$$

Для определения геометрических размеров машины формула (10.10) не используется, так как удельные нагрузки A и B_δ зависят

от диаметра якоря и, следовательно, от диаметра якоря зависит и C_A — постоянная Арнольда.

Максимальная мощность, которую можно вписать в заданный габарит *, определяется из формулы (10.6) подстановкой в нее максимально допустимых значений линейной нагрузки, индукции в воздушном зазоре и скорости на поверхности якоря:

$$\boxed{P_{кон} = \alpha A_{max} B_{\delta\,max} \pi D_a l_a v_{a\,max}.} \tag{10.12}$$

Величина $P_{кон}$ называется расчетной, или конструктивной, мощностью. Значения A_{max}, $B_{\delta\,max}$ и $v_{a\,max}$ определяются нагреванием машины, механической прочностью и другими факторами.

Обычно двигатели постоянного тока позволяют регулировать частоту вращения, изменяя ее от $n_{ном}$ до n_{max}.

В связи с этим в номинальном режиме приходится уменьшать скорость на поверхности якоря до значения

$$v_{a\,ном} = v_{a\,max} n_{ном}/n_{max} = v_{a\,max}/k_v, \tag{10.13}$$

чтобы не произошло разрушение якоря под действием центробежных сил при максимальной скорости. Следовательно, в заданных габаритах может быть вписана номинальная мощность

$$P_{ном} = \alpha A_{max} B_{\delta\,max} \pi D_a l_a v_{a\,max}/k_v. \tag{10.14}$$

Отношение $P_{кон}/P_{ном} = k_v$, или

$$\boxed{P_{кон} = k_v P_{ном},} \tag{10.15}$$

т. е. расчетная мощность двигателя тем больше номинальной, чем больше соотношение скоростей

$$k_v = v_{a\,max}/v_{a\,ном} = n_{max}/n_{ном}. \tag{10.16}$$

Естественно, что чем больше k_v и $P_{кон}$, тем больше габариты и масса двигателя.

Генераторы обычно работают при постоянной частоте вращения, однако к ним часто предъявляется требование форсировки напряжения до U_{max}. В связи с этим в номинальном режиме приходится снижать индукцию до значения

$$B_{\delta\,ном} = B_{\delta\,max} U_{ном}/U_{max} = B_{\delta\,max}/k_U, \tag{10.17}$$

где $k_U = U_{max}/U_{ном}$. Поэтому расчетная мощность генератора

$$P_{кон} = P_{ном} k_U. \tag{10.18}$$

Иногда, например, в тяговых генераторах требуется обеспечить работу при разных частотах вращения и, кроме того, длительную

* См.: *Хвостов В. С.* Теория тягового двигателя электровоза/Труды МИИТа. 1962. Вып. 156.

работу с перегрузкой по току $k_i = I_{max}/I_{ном}$. Тогда

$$\boxed{P_{кон} = P_{ном} k_U k_i k_U.} \quad (10.19)$$

Оценка весовых показателей машины должна производиться не только по номинальной мощности $P_{ном}$, но и по условиям работы машины, т. е. исходить из расчетной мощности. Приведенный вес

$$\boxed{g = G/P_{кон},} \quad (10.20)$$

$$\boxed{p = P_{кон}/G.} \quad (10.21)$$

В лучших современных мощных электрических машинах $g = 1{,}7 \dots 2{,}2$ кг/кВт.

В малых машинах при заданной частоте вращения n скорость на поверхности якоря

$$v_a = \pi D_a n/60 \quad (10.22)$$

не достигает предельной из-за малого диаметра якоря. Это ухудшает весовые показатели малых машин. Кроме того, у них меньше допустимые удельные нагрузки A_{max} и $B_{\delta\, max}$, что также ухудшает весовые показатели.

Длина стали якоря обычно выбирается.

$$\boxed{l_a = \lambda\tau = (0{,}5 \dots 1{,}2)\tau} \quad (10.23)$$

и в среднем $l_a \approx 0{,}75\tau$. Меньшие значения λ ведут к относительно большой длине лобовых соединений и из-за этого плохо используется медь якоря. Значительное увеличение относительной длины машины λ ухудшает условия охлаждения и приводит к повышению напряжения между пластинами коллектора и ухудшению условий коммутации.

При неизменном числе полюсов для машин небольшой мощности можно считать

$$l_a = \lambda\tau = \lambda\pi D_a/(2p) = k_l D_a. \quad (10.24)$$

Подставляя значение l_a в (10.8), получим

$$\boxed{M = C_A k_l D_a^3,} \quad (10.25)$$

т. е. момент пропорционален диаметру якоря в третьей степени.

Так как удельные нагрузки A и B_δ с увеличением диаметра якоря тоже растут, момент растет быстрее, чем диаметр якоря в третьей степени.

В машинах большой мощности нужно ограничивать скорость на поверхности коллектора на уровне 50 м/с для нормальной работы щеток, а следовательно, и скорость на поверхности якоря прини-

мать не более 60...65 м/с; кроме того, приходится ограничивать и длину якоря, чтобы не превысилось допустимое напряжение между смежными коллекторными пластинами. Итак, в крупных машинах постоянного тока их мощность с увеличением диаметра якоря возрастает значительно медленнее, чем в машинах малой мощности: приблизительно пропорционально диаметру якоря в степени 1,5.

10.2. Определение максимальных удельных нагрузок

Магнитная индукция в воздушном зазоре. Она связана с индукцией в ножке зубца (рис. 10.1) соотношением

$$B_\delta = B_Z \frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l_a} \frac{t_1' - b_\text{п}}{t_1}, \qquad (10.26)$$

где t_1' — зубцовое деление по дну пазов; $b_\text{п}$ — ширина паза.

Значение индукции в ножке зубца (кажущаяся индукция) B_Z ограничивается, во-первых, насыщением стали, вызывающим рез-

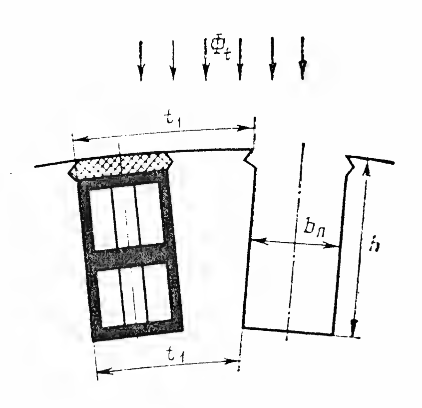


Рис. 10.1. Основные размеры зубцового слоя

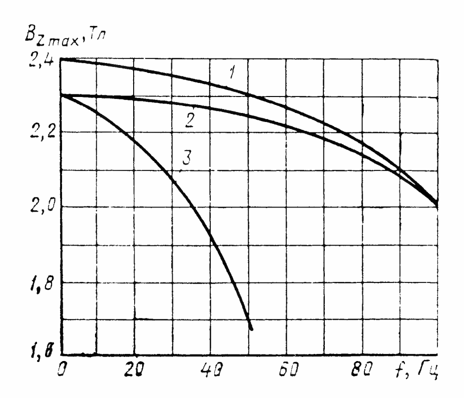


Рис. 10.2. Рекомендуемые максимальные значения магнитной индукции в ножке зубца

кое увеличение МДС, требующейся для создания необходимого магнитного потока; во-вторых, пропорционально второй степени индукции B_Z растут потери в стали и дополнительные потери в меди. Рекомендуется [17, 19, 20] значение индукции в ножке клиновидного зубца выбирать в пределах 2,0...2,3 Тл, в зависимости от частоты перемагничивания (рис. 10.2)

$$f = pn/60.$$

При зубцах с параллельными стенками, применяемых в машинах малой мощности, рекомендуется принимать $B_Z = 1{,}9 \ldots 1{,}7$ Тл. Следует помнить, что индукция B_Z — кажущаяся, т. е. часть потока

замыкается через паз (см. гл. 2), и поэтому действительная индукция в зубцах несколько ниже.

Преобразуем формулу (10.26) к более удобному для анализа виду, заменив

$$\frac{t_1' - b_\text{п}}{t_1} = \frac{t_1' - b_\text{п}}{t_1' - b_\text{из}} \frac{t_1' - b_\text{из}}{t_1} = \zeta\,(t_1' - b_\text{из})/t_1, \qquad (10.27)$$

где

$$\boxed{\zeta = (t_1' - b_\text{п})/(t_1' - b_\text{из})} \qquad (10.28)$$

— пазовый коэффициент, показывающий, какая часть «активного» зубцового деления в ножке (за вычетом суммарной ширины изоляции $b_\text{из}$) отводится на зубец, т. е. на проведение магнитного потока.

Учитывая, что $t_1' = \pi(D_a - 2h)/Z$ и $t_1 = \pi D_a/Z$, получим

$$(t_1' - b_\text{из})/t_1 = 1 - 2h/D_a - Zb_\text{из}/(\pi D_a), \qquad (10.29)$$

$$\boxed{B_\delta = B_Z \frac{l_\text{Fe}}{l_a} \zeta\,(1 - 2h/D_a - Zb_\text{из}/(\pi D_a).} \qquad (10.30)$$

Формула (10.30) наглядно показывает, что индукция в воздушном зазоре зависит от конфигурации зубцового слоя, т. е. от коэффициента ζ, и от диаметра якоря: чем он больше, тем больше индукция. На рис. 10.3 показаны средние значения $B_\delta = f(D_a)$ по данным различных авторов [17, 19]. Так как эта зависимость является среднестатистической, она может быть использована только как первое приближение.

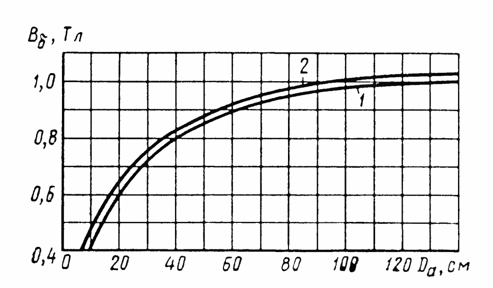


Рис. 10.3. Средние значения индукции в воздушном зазоре при различных диаметрах якоря

Линейная нагрузка. Предельное значение линейной нагрузки A_{max} определяется исходя из допустимой тепловой нагрузки, т. е. из мощности потерь в меди, отводимой с единицы поверхности активной части якоря:

$$q = Q_\text{Cu}'/(\pi D_a l_a) = p_\text{Cu}'/(\pi D_a l_a). \qquad (10.31)$$

Потери p'_Cu происходят в той части проводников, которая лежит в пазах якоря, и равны

$$p' = N i_a^2 R', \qquad (10.32)$$

где N — число проводников обмотки якоря; i_a — ток параллельной

ветви; R' — сопротивление той части одного проводника, которая лежит в пазу;

$$R' = \rho l_a / S_a, \qquad (10.33)$$

где $S_a = i_a / j_a$ — площадь поперечного сечения одного проводника; j_a — плотность тока в нем.

Подставляя значения p' и R' в (10.31), получим

$$q = \frac{N i_a^2 \rho (l_a / i_a) j_a}{\pi D_a l_a} = \frac{N i_a}{\pi D_a} \rho j_a = \rho A j_a. \qquad (10.34)$$

Таким образом, тепловая нагрузка якоря (удельный тепловой поток с его поверхности) пропорциональна произведению линейной нагрузки на плотность тока.

Превышение температуры обмотки над температурой окружающего воздуха $\tau_{Cu} = q / k_{то}$ зависит от коэффициента теплоотдачи, который определяется, в основном, скоростью воздуха на поверхности якоря (см. гл. 9). В больших машинах скорость на поверхности якоря больше, чем в малых, поэтому $k_{то}$ у них выше и при том же превышении температуры у них допустима большая тепловая нагрузка (Aj_a). Нужно учитывать, что теплота отводится не только от внешней поверхности якоря, но и от вентиляционных каналов, которых в крупных машинах больше, чем в малых.

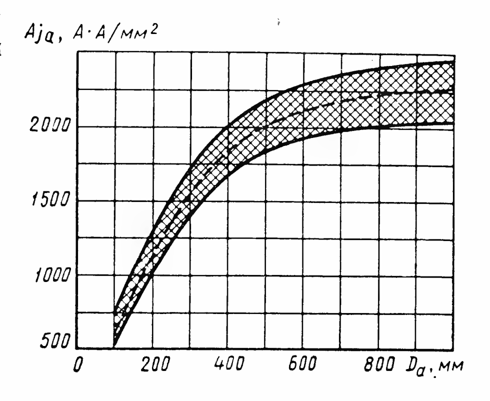


Рис. 10.4. Зависимость $Aj_a = f(D_a)$

Все эти, а также некоторые другие причины приводят к тому, что допустимое значение (Aj_a) сильно зависит от диаметра якоря машины и для машин общего назначения с изоляцией класса B имеет вид, показанный на рис. 10.4. Конечно, на рис. 10.4 определяется лишь ориентировочное значение (Aj_a), в каждом конкретном случае его следует уточнить по схеме, приведенной на рис. 9.24.

При заданном значении тепловой нагрузки (Aj_a) можно сравнительно легко определить линейную нагрузку.

Из рис. 10.1 следует:

$$A = \sum i / t_1 = j_a \frac{2a (b_п - b_{из})}{t_1} 100, \qquad (10.35)$$

где j_a выражается в А/мм².

Умножив обе части равенства (10.35) на j_a, получим

$$(Aj_a) = \frac{200a (b_п - b_{из})}{t_1} j_a^2, \qquad (10.36)$$

откуда определяется плотность тока

$$j_a=\sqrt{\frac{(Aj_a)\,t_1}{200a\,(a_п-b_{из})}}\,. \qquad (10.37)$$

Из (10.35) и (10.37) определяется линейная нагрузка

$$A=\frac{200a\,(b_п-b_{из})}{t_1}\sqrt{\frac{(Aj_a)\,t_1}{200a\,(b_п-b_{из})}}=\sqrt{\frac{200a\,(b_п-b_{из})\,(Aj_a)}{t_1}}\,. \qquad (10.38)$$

С учетом (10.28) и (10.29) получим

$$\frac{b_п-b_{из}}{t_1}=\left(1-\frac{t_3-b_п}{t_3-b_{из}}\right)\frac{t_3-b_{из}}{t_1}=(1-\zeta)\left(1-\frac{2h}{D_a}-\frac{Zb_{из}}{\pi D_a}\right), \qquad (10.39)$$

$$\boxed{A=\sqrt{(Aj_a)\,200a\,(1-\zeta)\,(1-2h/D_a-Zb_{из}/\pi D_a)}.} \qquad (10.40)$$

Таким образом, для линейной нагрузки и для индукции в воздушном зазоре получены сходные выражения.

Для заданных значений тепловой нагрузки и индукции в ножке зубца получим

$$\boxed{AB_\delta=B_Z\frac{l_{Fe}}{l_a}\zeta\sqrt{(Aj_a)\,200a\,(1-\zeta)}\left(1-\frac{2h}{D_a}-\frac{Zb_{из}}{\pi D_a}\right)^{3/2}.} \qquad (10.41)$$

Пазовый коэффициент ζ, при котором произведение AB_δ имеет максимум, можно найти, если взять производную от (10.41) по ζ и приравнять ее нулю:

$$\frac{d}{d\zeta}(\zeta\sqrt{1-\zeta})=\sqrt{1-\zeta}-\frac{\zeta}{2\sqrt{1-\zeta}}=0. \qquad (10.42)$$

Решив уравнения, получим

$$\zeta_{опт}=2/3. \qquad (10.43)$$

Этот результат (в другой форме) впервые был получен В. Т. Касьяновым *.

При «оптимальной» конфигурации зубцового слоя

$$B_{\delta\,опт}=2/3\,(l_{Fe}/l_a)\,(1-2h/D_a-Zb_{из}/\pi D_a)\,B_Z; \qquad (10.44)$$

$$A_{опт}=\sqrt{1/3\,(Aj_a)\,200a\left(1-\frac{2h}{D_a}-\frac{Zb_{из}}{\pi D_a}\right)}\,. \qquad (10.45)$$

На практике всегда интересно не только экстремальное значение функции, но и близлежащие значения, которые можно представить в относительных единицах:

---

* См.: *Касьянов В. Т.* Выбор наивыгоднейших размеров пазов якорей машин постоянного тока//Вестник электропромышленности. 1938. № 7.

$$B_\delta^* = B_\delta / B_{\delta\,\text{опт}} = 3/2\zeta; \qquad (10.46)$$

$$A^* = A/A_{\text{опт}} = \sqrt{3(1-\zeta)}; \qquad (10.47)$$

$$A^* B_\delta^* = AB_\delta / (A_{\text{опт}} B_{\delta\,\text{опт}}) = \frac{3}{2} \zeta \sqrt{3(1-\zeta)}. \qquad (10.48)$$

Из графической иллюстрации этих зависимостей (рис. 10.5) можно сделать вывод, что при изменении пазового коэффициента от 0,5 до 0,8 произведение AB_δ, а значит, и мощность машины меняется мало (не более чем на 5%), хотя индукция и линейная нагрузка изменяются примерно в 1,5 раза.

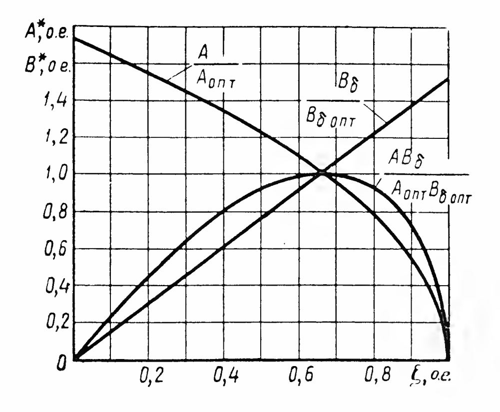


Рис. 10.5. Зависимость относительных значений индукции в воздушном зазоре B^*_δ, линейной нагрузки A^* и их произведения $A^*B^*_\delta$ от пазового коэффициента

На практике если $\zeta > 2/3$, то машина получается «железная» — большая часть зубцового слоя отводится на проведение магнитного потока и относительное значение магнитной индукции в воздушном зазоре и магнитный поток получаются большими. Вследствие этого увеличивается МДС обмотки возбуждения и растут размеры статора.

Поэтому машины постоянного тока выполняются с $\zeta \approx 0{,}55\ldots0{,}65$, что позволяет несколько снизить общую массу машины за счет сокращения размеров статора. Еще меньше пазовый коэффициент ($\zeta \approx 0{,}5$) делается в асинхронных машинах, чтобы повысить $\cos\varphi$ за счет уменьшения магнитной индукции в воздушном зазоре.

Высота зубцов якоря. Попытка теоретически определить оптимальную высоту зубца, исходя из максимума значения AB_δ, не привела к успеху, так очень сложно оказалось учесть все многообразные факторы, влияющие на выбор этой высоты: дополнительные потери, условия коммутации и др.

Практически выполненные машины имеют значительно меньшую высоту зубцов (кривые *1, 2, 3* на рис. 10.6), чем это было определено теоретически (кривая *4* на рис. 10.6).

В первую очередь, высота паза ограничивается критической высотой проводника $a_{\text{кр}}$, которая при основной частоте перемагничивания $f = pn/60 = 30 \ldots 75$ Гц составляет 1,5 ... 1,0 см. Следовательно,

при массивных проводниках высота зубца во избежание чрезмерных дополнительных потерь не должна превышать значения

$$h_п = 2a_{кр} + \sum b_{из} + b_{кл} \approx 3{,}0 \ldots 4{,}0 \text{ см},$$

где $\Sigma b_{из}$ — суммарная толщина изоляции по высоте паза; $b_{кл}$ — толщина клина для крепления обмотки.

Если потери на вихревые токи уменьшены подразделением проводников по высоте, то высота зубцов в крупных машинах может быть значительно больше указанной в (10.49). В этом случае ограничение по высоте зубца определяется условиями коммутации.

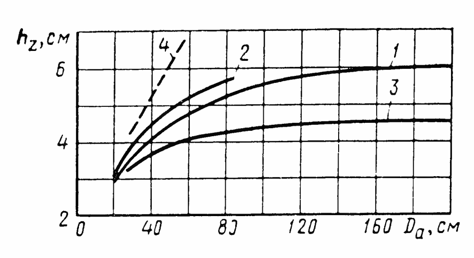


Рис. 10.6. Зависимости средних значений высоты зубцов от диаметра якоря

В случае, когда требуется получить машину с повышенной коммутационной способностью, рекомендуется выбирать высоту зубцов по кривой *3* (рис. 10.6).

Конечно, не следует без нужды уменьшать высоту зубцов, так как это ведет к уменьшению удельных нагрузок и увеличению габаритов машины. Если эксплуатационные режимы не слишком тяжелые — редко бывают перегрузки по току, отсутствуют толчки напряжения и тока и т. п., — то высоту зубцов можно выбирать по кривой *2* и даже несколько большей.

Зубцовое деление. Размеры зубцовых делений, рекомендуемые различными [17, 18, 19] авторами *, показаны на рис. 10.7; различия в рекомендациях довольно существенны.

Размер зубцового деления влияет на магнитную индукцию $B_{\delta 0}$ и линейную нагрузку A_0, так как в соответствующих формулах (10.44) и (10.45) имеется член

$$Zb_{из}/(\pi D_a) = b_{из}/t_1. \qquad (10.49)$$

Таким образом, с одной стороны, чем у́же зубцовые деления (т. е. чем больше зубцов при том же диаметре якоря), тем большее влияние имеет изоляция обмотки, тем меньше коэффициент заполнения паза медью.

С другой стороны, зубцовое деление влияет на полюсное перекрытие α:

$$\boxed{\alpha = 1 - 10pt_1/(\pi D_a).} \qquad (10.50)$$

* См.: *Иоффе А. Б.* Тяговые электрические машины. М., 1965.

При наличии компенсационной обмотки поле главных полюсов влияет на магнитный поток в зоне коммутации меньше и коэффициент полюсного перекрытия можно брать несколько бо́льшим:

$$\alpha = 1 - 8pt_1/(\pi D_a). \qquad (10.51)$$

С учетом формул (10.49) и (10.50) выражение для удельной мощности примет вид

$$p_{\text{уд}} = \alpha A B_\delta v_a = \left(1 - \frac{10pt_1}{\pi D_a}\right) \zeta \sqrt{1 - \zeta \frac{l_{\text{Fe}}}{l_a} B_Z \sqrt{200a\,(Aj_a)} \times \left(1 - \frac{2h}{D_a} - \frac{b_{\text{из}}}{t_1}\right)^{3/2}}\, v_a. \qquad (10.52)$$

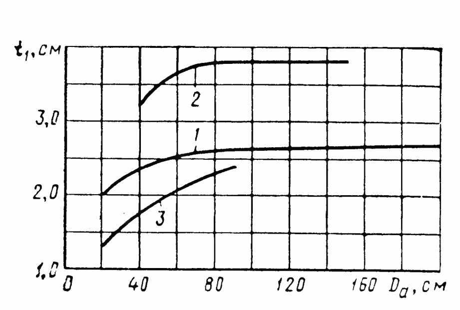


Рис. 10.7. Зависимость средних значений зубцового деления от диаметра якоря

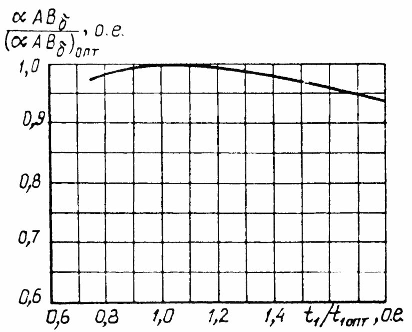


Рис. 10.8. Относительное удельное усилие $\alpha A B_\delta/(\alpha A B_\delta)_0$ при изменении ширины зубцового деления

Взяв первую производную от (10.52) по t_1 и приравняв ее к нулю, найдем значение $t_{1\text{опт}}$, при котором удельная мощность максимальна:

$$t_{1\text{опт}} = \frac{-b_{\text{из}} + \sqrt{b_{\text{из}}^2 + \frac{2{,}4\pi}{p} b_{\text{из}} (D_a - 2h)}}{4(1 - 2h/D_a)}. \qquad (10.53)$$

На рис. 10.7 показаны значения $t_{1\text{опт}}$ (кривая 3), определенные по формуле (10.53), при $2p = 4$ и $b_{\text{из}} = 0{,}22$ см. То, что полученные значения лежат ниже реализуемых на практике, заставило определить, как влияет отклонение от теоретически определенного значения $t_{1\text{опт}}$ на удельную мощность.

Усредненные результаты расчетов, произведенные на ЭВМ М. Д. Машихиным, приведены на рис. 10.8.

Из этого рисунка видно, что максимум весьма пологий: увеличение зубцового деления t_1 в 2 раза по сравнению с $t_{1\text{опт}}$ уменьшает

удельную мощность примерно на 5%. Следовательно, допустимы существенные отклонения в размерах зубцовых делений и при конкретных обстоятельствах справедливы все рекомендации, приведенные на рис. 10.7.

При выборе зубцового деления необходимо учитывать следующие факторы, не отраженные в формулах (10.50) и (10.52):

чем меньше пазов, тем меньше расход изоляции и тем дешевле машина;

увеличение числа пазов уменьшает пульсации магнитного потока, что снижает уровень шума;

уменьшение зубцового деления уменьшает полный ток паза $F_п = At_1$, что благоприятно сказывается на коммутации машины;

при малых зубцовых делениях лучше условия охлаждения обмотки.

В связи с этим для высоковольтных машин, например тяговых двигателей с изоляцией на 3000 В, следует выбирать зубцовые деления, относительно бо́льшие, по кривой *2* (рис. 10.7). Для двигателей общего назначения целесообразно брать меньшие зубцовые деления согласно кривой *1* (рис. 10.7).

10.3. Определение диаметра якоря и его длины

Согласно (10.14) размеры машины зависят от расчетной мощности и удельных нагрузок

$$P_{кон} = k_v k_i k_v P_{ном} = \alpha A_{max} B_{\delta\,max} \pi D_a l_a v_{a\,max} \qquad (10.54)$$

или, принимая

$$\alpha A_{max} B_{\delta\,max} = \alpha_{опт} A_{опт} B_{\delta\,опт},$$

$$P_{кон} = (\alpha A_{опт} B_{\delta\,опт}) \pi D_a l_a v_{a\,max}.$$

Величина $\alpha A B_\delta$ — среднее удельное тяговое усилие, приложенное к 1 см² поверхности якоря,

$$\boxed{F_{уд} = \alpha A B_\delta.} \qquad (10.55)$$

Среднее удельное тяговое усилие было подсчитано при $\zeta = 2/3$, $B_{z\,max} = 2{,}3$ Тл, тепловая нагрузка бралась по рис. 10.4, высота зубца по рис. 10.6, кривая *1*, зубцовое деление по рис. 10.7, кривая *1*. Полученная зависимость $F_{уд} = f(D_a)$ приведена на рис. 10.9.

При бо́льшем числе полюсов удельное усилие снижается, так как уменьшается полюсное перекрытие согласно (10.50).

Предположив, что $l_a = \lambda\tau = \lambda\pi D_a/(2p)$, получим

$$P_{кон} = (\alpha A_{опт} B_{\delta\,опт})(\lambda/2p)(\pi D_a)^2 v_{a\,max}, \qquad (10.56)$$

откуда

$$\boxed{P_{кон} 2p/(\lambda v_{a\,max}) = \alpha A_{опт} B_{\delta\,опт} (\pi D_a)^2 = F'.} \qquad (10.57)$$

Выражение, стоящее в правой части, является функцией диаметра якоря и легко может быть получено путем умножения известной функции $\alpha A_{\text{опт}} B_{\delta\,\text{опт}} = f(D_a)$ на $(\pi D_a)^2$. По графику полученной зависимости $F' = \varphi(D_a)$ (рис. 10.10) можно определить искомый диаметр, если задаться числом полюсов и значением λ.

Формула (10.57) показывает, что при увеличении числа полюсов диаметр якоря растет. Однако при этом может уменьшаться масса якоря и всей машины. Объясняется это тем, что при увеличении числа полюсов сокращается вылет лобовых соединений (рис. 10.11), приближенно равный

$$l_{\text{в}} = l_{\text{п}} + l_{\text{з}} \approx Zb_{\text{кат}}/(2p), \quad (10.58)$$

где $l_{\text{п}}$ и $l_{\text{з}}$ — передний (со стороны коллектора) и задний вылеты лобовых соединений; $b_{\text{кат}}$ — толщина катушки обмотки якоря в лобовой части.

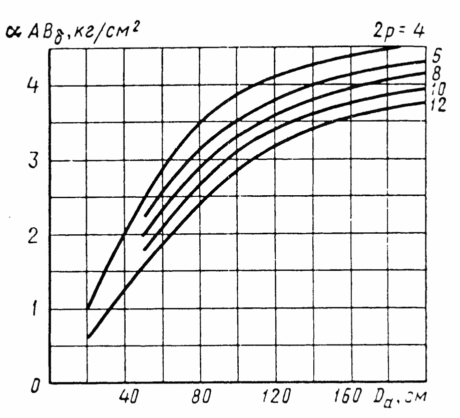


Рис. 10.9. Зависимость среднего удельного тягового усилия от диаметра якоря $F_{\text{уд}} = \alpha A_0 B_{\delta 0} = f(D_a)$

Ориентировочно рациональное число полюсов можно определить из рис. 10.12. Машины малой и средней мощности — от 10 до 400 кВт выполняют четырехполюсными, хотя есть и четырехполюсные машины мощностью до 1 МВт. Обычно ведут параллельно расчет нескольких вариантов при разном числе полюсов и окончательный выбор производят только в конце электромагнитного расчета.

Описанный способ определения диаметра якоря и его длины является приближенным и его результаты нуждаются в уточнении. В первую очередь необходимость уточнения возникает из-за того, что условия охлаждения не соответствуют стандартным или применяется не изоляция класса *B*, а другая и т. п. Во всех этих случаях различие заключается в том, что изменяется тепловая нагрузка, т. е. она не соответствует графику (см. рис. 10.4), принятому за основу при построении зависимости удельного усилия от диаметра якоря и при расчете функции $F' = \varphi(D_a)$.

Чтобы не производить заново расчет номограммы, можно воспользоваться следующим приемом. Так как линейная нагрузка пропорциональна корню квадратному из тепловой нагрузки (Aj_a), то уточненное значение

$$\boxed{(\alpha A_{\text{опт}} B_{\delta\,\text{опт}})_{\text{ут}} = (\alpha A_{\text{опт}} B_{\delta\,\text{опт}}) \sqrt{(A j_a)_{\text{ут}}/Aj_a}}, \quad (10.59)$$

где (Aj_a) — значение тепловой нагрузки по графику рис. 10.4; $(Aj_a)_{\text{ут}}$ — уточненное значение тепловой нагрузки.

Формула (10.56) примет вид

$$P'_{\text{кон}}=(\alpha A_{\text{опт}}B''_{\delta\ \text{опт}})\sqrt{\frac{(Aj_a)_{\text{ут}}}{Aj_a}\frac{\lambda}{2p}}(\pi D_a)^2 v_{a\max}, \qquad (10.60)$$

откуда получим

$$P_{\text{кон}}\frac{2p}{\lambda v_{a\max}}\sqrt{\frac{Aj_a}{(Aj_a)_{\text{ут}}}}=\alpha A_{\text{опт}}B_{\delta\ \text{опт}}(\pi D_a)^2. \qquad (10.61)$$

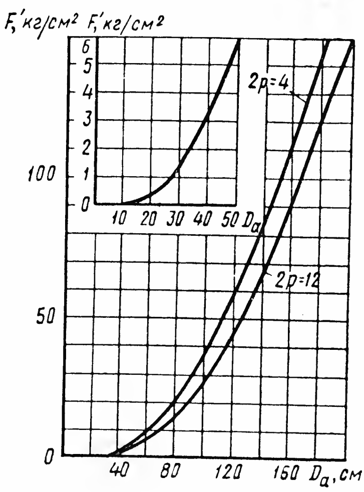


Рис. 10.10. Зависимость $F'=\varphi(D_a)$

Так как правая часть уравнения (10.61) точно такая же, как и в уравнении (10.57), то номограммой, изображенной на рис. 10.10, можно пользоваться и при уточненной тепловой нагрузке, соответственно изменив левую часть. Таким приемом

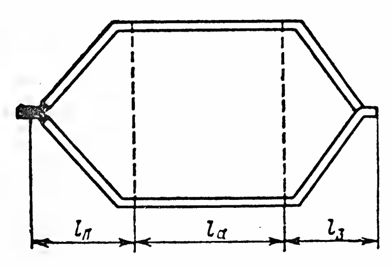


Рис. 10.11. Размер катушки якоря

часто приходится пользоваться после уточнения предельного значения тепловой нагрузки, когда уже точно определена конфигурация зубцового слоя.

10.4. Выбор обмотки якоря и расчет зубцового слоя

Найденное приближенное значение диаметра D_a якоря округляется до ближайшего стандартного значения, приведенного ниже:

83, 106, 120, 138, 162, 195, 210, 245, 294, 327, 368, 423, 493, 560, 650, 740, 850, 990, 1180, 1480, 1960, 2600, 3300, 4250.

Стандартные значения диаметра якоря определены исходя из минимума отходов при раскрое листов. При диаметре до 990 мм листы якоря штампуются целиком, при больших диаметрах — набираются из сегментов.

Тип обмотки якоря выбирается исходя из значения тока параллельной ветви, которое не должно превосходить 400 А [17, 19], а желательно и 200 А:

$$i_a=I_a/2a<200\dots 400\ \text{А}. \qquad (10.62)$$

Конечно, это ограничение касается лишь крупных машин. В двухполюсных машинах малой мощности применяется простая

петлевая обмотка, а в четырехполюсных — простая волновая. И в том и в другом случаях обмотка технологична, так как не имеет уравнительных соединений. Кроме того, простая волновая обмотка имеет минимальное число параллельных ветвей, вследствие чего ЭДС машины максимальна при выбранном числе проводников обмотки якоря $E=pn/60\cdot N/a\cdot\Phi$. Для малых машин это является положительным фактом, так как позволяет взять минимальное число коллекторных пластин. Однако и при волновой обмотке число коллекторных пластин иногда бывает настолько большим, что коллектор становится трудновыполнимым. Для машин малой мощности коллекторное деление не должно быть менее 3 мм:

$$t_{\text{кол}}=\pi D_{\text{кол}}/K \geqslant 3{,}0 \text{ мм}, \quad (10.63)$$

а для крупных — 4,5 мм.

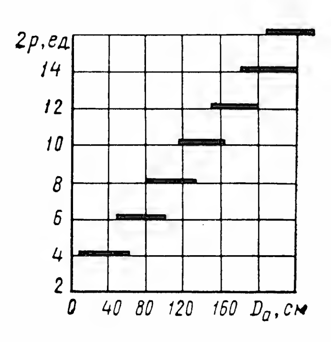


Рис. 10.12. Рациональные числа полюсов машины в зависимости от диаметра якоря

Исходя из среднего напряжения между коллекторными пластинами $e_{\text{с.ср}}$ (см. гл. 3), определяется примерное число коллекторных пластин

$$K\approx 2pU/e_{\text{с.ср}} \quad (10.64)$$

и диаметр коллектора

$$D_{\text{кол}}\geqslant Kt_{\text{кол min}}/\pi=2pUt_{\text{кол min}}/\pi e_{\text{с.ср}}. \quad (10.65)$$

Если диаметр коллектора получается бо́льшим диаметра якоря, то приходится брать меньшее число полюсов $2p$, либо при $2p=2$ переходить на больший диаметр якоря, чтобы удовлетворялось условие

$$D_{\text{кол}}=(0{,}8\ldots 0{,}9)\,D_a. \quad (10.66)$$

Подобная корректировка обычно необходима для машин малой или средней мощности, питаемых от высокого напряжения: вспомогательные машины электровозов и мотор-вагонов и т. п.

В машинах мощностью свыше 100 кВт для увеличения числа параллельных ветвей приходится делать петлевые обмотки, постепенно, с ростом мощности, увеличивая число полюсов. Обычно применяются простые петлевые обмотки и только при мощности свыше 2 МВт — сложные двухходовые петлевые обмотки. В машинах предельной мощности — до 10 МВт — иногда применяются и трехходовые обмотки. Двухходовая волновая обмотка иногда применяется в четырехполюсных высоковольтных машинах мощностью 100...300 кВт, однако свойства ее еще недостаточно хорошо изучены.

После выбора числа полюсов и типа обмотки определяется ориентировочное число проводников обмотки якоря

$$N=60aE/(pn\Phi), \quad (10.67)$$

где $\Phi=\alpha\tau B_\delta l_a$ — предварительное значение магнитного потока.

Коэффициент полюсного перекрытия определяется по формуле (10.50), при заданных числе полюсов $2p$ и диаметре якоря D_a; зубцовое деление предварительно берется по рис. 10.7, кривая *1*. Магнитная индукция — из рис. 10.13, построенного по формулам (10.44) и (10.46) при $B_Z=2{,}3$ Тл и $b_{из}=0{,}2$ см для значений пазового коэффициента $\varsigma=2/3$ — верхняя граница и для $\varsigma=0{,}5$ — нижняя граница. Для машин постоянного тока обычно наилучшие результаты дает среднее значение индукции, для асинхронных — минимальное при $\varsigma=0{,}5$.

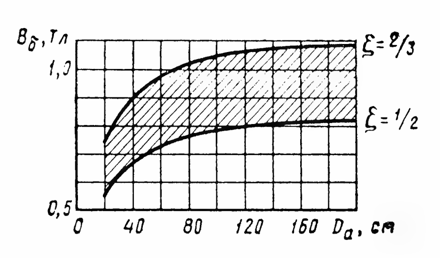


Рис. 10.13. Зависимость магнитной индукции в воздушном зазоре от диаметра якоря

После определения числа проводников N находится число витков в секции

$$w_c \approx N/(2K), \quad (10.68)$$

которое округляется до целого числа, после чего производится окончательный расчет обмотки и геометрии зубцового слоя исходя из условий симметрии обмотки (см. гл. 3) и малых пульсаций магнитного потока:

число пазов для простой волновой обмотки должно быть нечетным, для петлевой Z/p — нечетное целое число;

число секций на паз, равное числу коллекторных пластин на паз $u_п=S/Z=K/Z$ — целое число, $u_п=2 \ldots 7$.

Для простой волновой обмотки шаг по коллектору

$$y_{кол}=(K-1)\,p \quad (10.69)$$

должен быть равен целому числу, что заставляет при $2p=4$ принимать K равным нечетному числу. Шаг по пазам

$$y_Z \approx Z/2p \quad (10.70)$$

округляется до целого числа и выбирать его надо так, чтобы укорочение шага по пазам

$$\varepsilon_п=Z/2p-y_Z \quad (10.71)$$

при волновой обмотке равнялось 1/4 или 3/4.

При простой петлевой обмотке шаг по коллектору $y_{кол}=1$, а укорочение шага по пазам $\varepsilon_п=Z/2p-y_Z=1/2$. Иногда удобнее уко-

рочение шага определять по секциям или коллекторным пластинам. Тогда

$$\varepsilon_{\text{кол}}=u_{\text{п}}\varepsilon_{\text{п}}=K/2p-y_1 \qquad (10.72)$$

и $\varepsilon_{\text{кол}}=0{,}5u_{\text{п}}$ — для петлевой обмотки и $\varepsilon_{\text{кол}}=0{,}25u_{\text{п}}$ или $0{,}75u_{\text{п}}$ — для волновой обмотки.

При выборе числа пазов нужно соблюдать рекомендации по выбору зубцового деления и стремиться к выполнению условия $u_{\text{п}}=2...3$, так как уменьшение $u_{\text{п}}$ уменьшает полный ток паза, что благотворно сказывается на качестве коммутации.

После выбора зубцового деления t_1 и числа секций в слое паза $u_{\text{п}}$ определяется линейная нагрузка

$$A=I_a 2u_{\text{п}}w_{\text{с}}/(2at_1)=I_a u_{\text{п}}w_{\text{с}}/(at_1) \qquad (10.73)$$

и сравнивается со значениями, приведенными на рис. 10.14, построенном по (10.40), при $b_{\text{из}}=0{,}2$ см и значениях h_Z, t_1 и (Aj_a), взятых соответственно из рис. 10.6 (кривая *1*), 10.7 и 10.4.

Значительное расхождение указывает на неудачный выбор числа параллельных ветвей или ошибку в выборе диаметра якоря. Если расхождение назначительно, то следует уточнить допустимое значение тепловой нагрузки (Aj_a) для выбранной конфигурации зубцового слоя методом по определению наиболее нагретой части машины (см. гл. 9, рис. 9.24).

В первую очередь нужно учесть тип применяемой изоляции: ее толщину, теплопроводность и допустимое максимальное превышение температуры $\tau_{\max}$. В первом приближении можно считать, что тепловая нагрузка (Aj_a) пропорциональна превышению температуры $\tau_{\max}$ и тогда уточненное значение линейной нагрузки

$$\boxed{A_{\text{ут}}\approx A_B\sqrt{\tau_{\max}/\tau_B},} \qquad (10.74)$$

где A_B — значение линейной нагрузки для изоляции класса *B* (рис. 10.14); $\tau_B=80°\text{C}$ — максимальное допустимое превышение температуры для изоляции класса *B*. Например, при изоляции класса *H*, имеющей $\tau_{\max}=125°\text{C}$, $A_{\text{ут}}\approx A_B\sqrt{125/80}\approx 1{,}24A_B$.

По результатам определения уточненного значения линейной нагрузки уточняется либо высота зубца якоря, либо его диаметр, т. е. осуществляется переход к ближайшему меньшему стандартному диаметру, если $A_{\text{ут}}>A_B$, или наоборот — к ближайшему большему диаметру, если требуется уменьшить линейную нагрузку.

10.5. Ограничения по потенциальным условиям

В крупных электрических машинах и быстроходных машинах средней мощности на их конструкцию решающее влияние оказывает ограничение по потенциальным условиям на коллекторе, вызванное необходимостью предотвращения кругового огня.

Максимальное напряжение между смежными пластинами коллектора

$$e_{c\,max}=2B_{\delta\,max}l_a w_c\,[p/a]=k_f 2B_\delta l_a w_c\,[p/a], \qquad (10.75)$$

где $k_f=B_{\delta\,max}/B_\delta$ — коэффициент искажения поля; p/a — сомножитель, учитываемый при волновой обмотке.

Согласно гл. 3, значения $e_{c\,max}\leqslant 25...40$ В. Вследствие этого в машинах мощностью выше 50 кВт применяют, как правило, одновитковые секции, $w_c=1$, а в крупных машинах приходится, кроме того, ограничивать и длину якоря. Если при наличии компенсационной обмотки принять $k_f\approx 1{,}1$, скорость на поверхности якоря — равной максимальной $v_a=v_{a\max}\cong 60$ м/с, а индукцию в воздушном зазоре — $B_\delta\approx 1{,}0$ Тл, то максимальная длина якоря из (10.75)

$$l_a\leqslant e_{c\,max}/(2k_f B_\delta v_a)\approx e_{c\,max}/(2\cdot 1{,}1\cdot 1{,}0\cdot 60)\approx e_{c\,max}/132.$$

При $e_{c\,max}=30...40$ В $l_a\leqslant 0{,}23...0{,}3$ м, что сильно увеличивает диаметр якоря, поэтому массогабаритные показатели крупных машин постоянного тока хуже, чем у машин переменного тока той же мощности, тогда как машины малой мощности и при постоянном и при переменном токе имеют примерно одинаковые габариты.

Преимущества машин переменного тока начинают заметно сказываться при мощности более 500 кВт.

Еще более наглядное представление о влиянии потенциальных ограничений на коллекторе машины на ее размеры получим, подставив значение

$$B_\delta l_a v_a=e_{c\,max}/(2k_f) \qquad (10.76)$$

в формулу (10.6):

$$\boxed{P=\alpha A\pi D_a e_{c\,max}/(2k_f),} \qquad (10.77)$$

откуда видно, что при заданном максимальном напряжении между смежными коллекторными пластинами мощность машины пропорциональна диаметру якоря в первой степени, так как в крупных машинах линейная нагрузка с изменением диаметра якоря меняется мало (рис. 10.14).

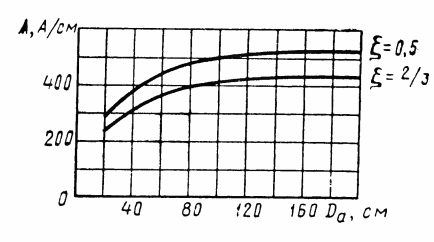


Рис. 10.14. Зависимость линейной нагрузки от диаметра якоря

Все крупные машины выполняются с компенсационной обмоткой, при которой коэффициент искажения поля k_f минимален.

Для увеличения $e_{c\,max}$ нужно увеличивать ширину коллекторных пластин и толщину изоляции между ними (см. гл. 3). Обычно оптимальная ширина коллекторного деления (толщина коллекторной пластины вместе с изоляцией) составляет $t_{кол}=6...8$ мм при толщине

изоляции 1,2...1,5 мм. Большая ширина коллекторного деления заставляет увеличивать полюсное деление, а увеличение толщины изоляции сверх 1,5 мм позволяет незначительно увеличить $e_{c\,max}$, но снижает жесткость коллектора и повышает стоимость материалов.

Из (10.77) видно, что в крупных машинах целесообразно увеличивать линейную нагрузку A, что достигается при заданной тепловой нагрузке (Aj_a) уменьшением пазового коэффициента до значения $\varsigma \approx 0{,}5$. При этом индукция в зазоре соответствует уменьшается.

Если при увеличении линейной нагрузки возникают затруднения с коммутацией (см. § 10.7), то приходится несколько уменьшать высоту зубца для уменьшения пазового потока рассеяния.

10.6. Определение размеров статора и расчет магнитной системы

Конструкция статора и его размеры в большинстве случаев определяются необходимостью ограничить напряжение между коллекторными пластинами допустимыми пределами, при заданных условиях эксплуатации.

Рассмотрим сначала условия расчета МДС главных полюсов в машине **без компенсационной обмотки** на примере двигателя последовательного возбуждения. Пусть задан ток якоря I_{av}, который должен быть реализован при максимальной частоте вращения $n_{max} = k_v n_{ном}$. Это требование определяет коэффициент регулируемости $k_{рег} = k_v I_{av}/I_{a\,ном}$. Из (7.76)

$$k_{рег} = 1/(\beta_{min} k_{нас}), \tag{10.78}$$

где $\beta_{min} = I_{B\,min}/I_{a\,ном}$ — минимальное значение коэффициента ослабления поля; $k_{нас} = F_{г.п}/F_{\delta}$ — коэффициент насыщения магнитной системы двигателя в номинальном режиме; $F_{г.п}$ — МДС главных полюсов в номинальном режиме и F_{δ} — часть МДС, приходящаяся на воздушный зазор.

Подставляя значение $k_{нас}$ в (10.78), получим

$$k_{рег} = F_{\delta}/(\beta_{min} F_{г.п}) \approx (F_{г.п} - F_Z)/(\beta_{min} F_{г.п}). \tag{10.79}$$

Так как $\beta_{min} F_{г.п} = F_{г.п\,min}$ — МДС главных полюсов в режиме максимального ослабления поля, это значение можно определить из формулы для минимального коэффициента устойчивости

$$k_{min} = F_{г.п\,min}/F_a = F_{г.п\,min}/(0{,}5\alpha\tau A);$$

$$\boxed{F_{г.п\,min} = k_{min} F_a.} \tag{10.80}$$

Минимальный коэффициент устойчивости определяется из требования, чтобы максимальное напряжение между коллекторными

пластинами не превосходило допустимых пределов:

$$e_{\text{с max}} = k_f e_{\text{с.ср}} / \alpha = k_f 2pU / (\alpha K) < e_{\text{с.доп}}. \quad (10.81)$$

Значение $e_{\text{с.доп}}$ определяется по графикам рис. 3.20, а коэффициент искажения поля

$$k_f = \alpha K e_{\text{с max}} / (2pU) \quad (10.82)$$

позволяет найти минимальный коэффициент устойчивости $k_{\min}$. Как уже говорилось ранее, искажение магнитного поля минимально при воздушном зазоре, равномерно увеличивающемся от центра к краям. Поэтому машину следует проектировать с таким зазором и, следовательно, для выбранного значения k_f можно найти коэффициент устойчивости по рис. 3.23.

Зная $k_{\min}$, можно найти искомое значение МДС главного полюса. Подставляя в формулу (10.79) значение $F_{\text{г.п min}} = \beta F_{\text{г.п}} = k_{\min} F_a$, получим

$$k_{\text{рег}} = (F_{\text{г.п}} - F_Z) / (k_{\min} F_a), \quad (10.83)$$

$$F_{\text{г.п}} = k_{\text{рег}} k_{\min} F_a + F_Z. \quad (10.84)$$

Обычно принимают $k_{\min} \approx 1{,}0$, так как при меньших значениях резко увеличивается коэффициент искажения поля.

Допустимая степень ослабления поля

$$\beta_{\min} = F_{\text{г.п min}} / F_{\text{г.п}} = k_{\min} F_a / F_{\text{г.п}}. \quad (10.85)$$

МДС, приходящаяся на воздушный зазор,

$$F_\delta \approx F_{\text{г.п}} - F_Z = k_{\text{рег}} k_{\min} F_a. \quad (10.86)$$

Эффективное значение воздушного зазора

$$\delta_{\text{эф}} = \mu_0 F_\delta / B_\delta. \quad (10.87)$$

При равномерно расходящемся воздушном зазоре

$$\delta_{\text{эф}} = 0{,}5\,(\delta_0 + \delta_{\text{кр}}), \quad (10.88)$$

где δ_0 — зазор под серединой полюса; $\delta_{\text{кр}}$ — зазор под краем полюса.

Так как $\delta_{\text{кр}} / \delta_0 = 1 + 1/k$,

$$\delta_{\text{кр}} = \delta_0 (1 + 1/k) \quad (10.89)$$

и из (10.88) следует

$$\delta_0 = \delta_{\text{эф}} 2k / (2k + 1). \quad (10.90)$$

Зная δ_0 и $\delta_{\text{кр}}$, можно определить теоретически очертания воздушного зазора, а по ним и форму наконечника главного полюса. При выборе полюса нет необходимости строго соблюдать теоретически определенные очертания. Обычно примерно половину полюсного башмака делают по дуге, очерченной с радиусом, значительно большим радиуса якоря (рис. 10.15), а края башмака — по прямой

линии. Это значительно упрощает технологию, практически не увеличивая максимального напряжения между смежными пластинами коллектора.

Зная МДС главных полюсов, можно определить число витков катушки и сечение витка:

$$w_{г.п}=F_{г.п}/I_a; \quad (10.91)$$

$$q_{вит}=I_a/j_{вит}, \quad (10.92)$$

где $j_{вит}=2{,}5 \dots 3{,}5$ А/мм² — плотность тока в обмотке при изоляции класса B. Значение $j_{вит}$ зависит от условий охлаждения обмотки, ее конструкции и технологии и, как указывалось ранее, должно выбираться с учетом опыта реально выполненных машин, так как точный теоретический расчет нагревания катушек невозможен.

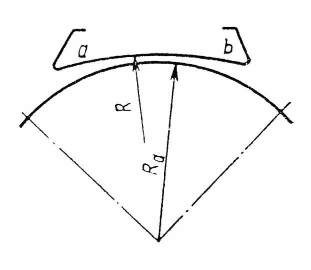


Рис. 10.15. Определение очертаний полюсного башмака

При параллельном или независимом возбуждении расчет МДС главных полюсов и воздушного зазора ведется аналогично, однако ток возбуждения и число витков определяются несколько иначе. Сначала находится площадь поперечного сечения меди катушки

$$Q_в=F_в/j_в, \quad (10.93)$$

что позволяет наметить ориентировочные размеры катушки и форму сердечника главного полюса. Одновременно с размещением катушки главного полюса нужно размещать и катушку добавочного полюса, МДС которой нужно принять равной

$$F_{д.п}=(1{,}2 \dots 1{,}3)F_{aq}=(0{,}6 \dots 0{,}65)\tau A, \quad (10.94)$$

а ширину сердечника добавочного полюса —

$$b_{д.п}\approx(1{,}5 \dots 2{,}0)\,t_1. \quad (10.95)$$

По эскизу катушки можно определить среднюю длину витка

$$l_{вит.ср}\approx 2\,(l_m+b_m)+\pi b_{кат}, \quad (10.96)$$

где l_m и b_m — длина и ширина сердечника главного полюса; $b_{кат}$ — толщина катушки возбуждения.

Затем определяется масса катушки, потери в ней и ток возбуждения соответственно:

$$G_в=\gamma Q_в l_{в.ср}; \quad (10.97)$$

$$P_в=2{,}4 j^2 G_в; \quad (10.98)$$

$$I_в=P_в/U_в, \quad (10.99)$$

где $U_в$ — напряжение на обмотке возбуждения; число витков и со-

противление обмотки:

$$w_{\text{вит}}=F_{\text{г.п}}/I_{\text{в}};\qquad(10.100)$$

$$R_{\text{в}}=P_{\text{в}}/I_{\text{в}}^2.\qquad(10.101)$$

Размещать катушки на полюсах нужно на необходимом для хорошей вентиляции расстоянии; для крупных машин оно должно быть не менее 10 ... 12 мм. Кроме того, нужно проверить значения индукции: в сердечнике главного полюса она должна быть равной 1,2 ... 1,6 Тл (в номинальном режиме), в сердечнике дополнительного полюса — не более 0,8...1,0 Тл для обеспечения линейной зависимости между МДС добавочного полюса и индукцией в зоне коммутации. Нужно также предотвратить сильное насыщение наконечника главного полюса (см. гл. 2), для чего индукция в наиболее узком месте наконечника не должна превышать 2,0 Тл:

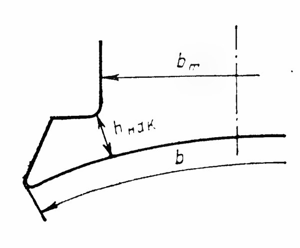


Рис. 10.16. Форма полюсного наконечника

$$B_{\text{нак}}=B_\delta(b-b_m)/(2h_{\text{нак}})\leqslant 2{,}0\ \text{Тл},\qquad(10.102)$$

где b — дуга полюса; b_m — ширина сердечника полюса; $h_{\text{нак}}$ — расстояние от полки наконечника полюса до его поверхности у якоря (рис. 10.16).

Сечение станины определяется, как правило, значением магнитной индукции в ней, которое обычно выбирается в пределах 1,1 ... 1,3 Тл. Малое значение индукции выбирается для того, чтобы не происходило насыщения стали в местах, где складываются магнитные потоки главных и добавочных полюсов, что необходимо для линейности магнитной характеристики добавочных полюсов.

Длина станины выбирается такой, чтобы она закрывала катушки и лобовые части якоря. Обычно длина станины

$$l_{\text{стан}}=l_m+3b_{\text{кат}},\qquad(10.103)$$

где l_m — осевая длина полюса; $b_{\text{кат}}$ — ширина катушки.

Высота ярма

$$h_j=Q_j/l_{\text{стан}}=\sigma\Phi/(2B_jl_{\text{стан}}).\qquad(10.104)$$

При наличии компенсационной обмотки размер воздушного зазора выбирают в 2 ... 3 раза меньшим, чем при ее отсутствии. В первом приближении воздушный зазор рекомендуется определять по формуле

$$\delta\approx(0{,}006\ldots0{,}008)\,D_a.\qquad(10.105)$$

Так как искажающее действие реакции якоря под главным полюсом при наличии компенсационной обмотки в среднем ликвидируется, воздушный зазор делается равномерным, лишь у краев полюса он плавно увеличивается для уменьшения шума, возникающего при резком изменении индукции.

Число пазов компенсационной обмотки (на один полюс) выбирается из условия равенства МДС этой обмотки и МДС реакции якоря, что сводится к условию равенства линейных нагрузок $A_{к.об}=$ $=A$ или, учитывая, что $A=2i_a u_п/t_1$ и $A_{к.об}=I_a u_{к.об}/t_{к.об}$,

$$I_a u_{к.об}/t_{к.об}=2i_a u_п/t_1, \quad (10.106)$$

$$t_{к.об}/t_1=I_a u_{к.об}/(2i_a u_п). \quad (10.107)$$

Так как $i_a=I_a/(2a)$, получим

$$t_{к.об}/t_1=(a/u_п)\,u_{к.об}. \quad (10.108)$$

Желательно, чтобы $t_{к.об}$ и t_1 — зубцовые деления компенсационной обмотки и якоря — не были равны или кратны друг другу, чтобы избежать пульсаций магнитного потока. Однако это не всегда удается сделать. Так, например, при простой петлевой обмотке $2a=2p$ и (10.108) приобретает вид

$$t_{к.об}/t_1=u_{к.об}p/u_п. \quad (10.109)$$

Если число проводников в слое паза $u_п$ равно числу пар полюсов p, то зубцовые шаги получаются равными или кратными, так как $u_{к.об}$ — целое число. В четырехполюсной машине это так при $u_п=2$ или $u_п=4$; в шестиполюсной — при $u_п=3$. В этих случаях приходится делать скос паза якоря на одно зубцовое деление (см. гл. 3), что несколько усложняет технологию изготовления якоря, но полностью устраняет все нежелательные явления, которые возникают при отсутствии скоса паза из-за пульсаций магнитного потока: вибрация и повышенный шум машины, наличие высших гармоник в кривых ЭДС и т. п. Скос пазов оказывает положительное влияние на свойства машины и тогда, когда зубцовые деления не кратны друг другу, однако в этом случае скос пазов можно и не делать.

После того как выбраны размеры зубцового деления и, следовательно, число пазов компенсационной обмотки на полюс $Z_{к.об}$, проверяют минимальное значение коэффициента устойчивости, которое при наличии компенсационной обмотки должно удовлетворять условию

$$k_{min}\geqslant 1/Z_{к.об}. \quad (10.110)$$

Если это условие не соблюдается, то в пределах каждого зубцового деления магнитная индукция изменяет знак, что приводит к увеличению потерь в стали.

Геометрию зубцового слоя компенсационной обмотки выбирают так же, как и для зубцового слоя якоря. Однако пазовый коэффициент ζ в этом случае выгодно брать близким к $\zeta=0{,}8$, чтобы уменьшить индукцию в зубцах, расположенных на главных полюсах.

После уточнения размеров всех частей машины производится поверочный расчет магнитной системы, по результатам которого корректируется число витков главного полюса.

В это же время решается вопрос о форме крепления стали якоря. При диаметре якоря менее 300 мм сталь якоря прессуется непосредственно на вал, при диаметре более 500 мм пакеты электротехнической стали прессуются на втулку. Высота сердечника якоря выбирается такой, чтобы при номинальном режиме индукция в сердечнике B_a имела значение примерно 1,4 ... 1,0 Тл:

$$h_a = \Phi/(1 B_a l_a \gamma). \qquad (10.111)$$

Одновременно решается и вопрос о типе вентиляции. В малых машинах, сталь якоря которых прессуется непосредственно на вал, применяется осевая вентиляция, для чего в листах якоря штампуются отверстия для вентиляционных каналов (см. рис. 9.8) в два или три ряда. Если пакеты стали насаживаются на втулку, то можно применить радиальную или радиально-осевую вентиляцию.

Расчет МДС главных полюсов производится только для номинального режима, т. е. при $\Phi_{ном}$. Все другие точки кривой намагничивания строятся по универсальной характеристике (см. гл. 2), для чего определяется коэффициент насыщения магнитной системы

$$k_{нас} = F_{г.п}/F_{\delta},$$

а затем точка на универсальной кривой намагничивания с тем же коэффициентом насыщения принимается за номинальную и координаты кривой в относительных единицах пересчитываются из условия $\Phi_{о.е} = \Phi_{ном}$ и $F_{о.е} = F_{ном}$.

Применение компенсационной обмотки почти всегда уменьшает размеры машины и сокращает расход меди. Это видно из сравнения полного тока всех катушек статора.

При отсутствии компенсационной обмотки

$$\sum F_{б к.об} = F_{г.п} + F_{д.п} = F_{\delta б к.об} + \sum F_{Fe} + (1{,}1 \ldots 1{,}4) F_a, \qquad (10.112)$$

где $\sum F_{Fe}$ — МДС, равная падению магнитного потенциала в стальных участках магнитопровода.

При наличии компенсационной обмотки

$$\sum F_{с к.об} = F_{г.п} + F_{к.об} + F_{д.п} = F_{\delta с к.об} + \sum F_{Fe} + (1{,}1 \ldots 1{,}4) F_a, \qquad (10.113)$$

т. е. в машине с компенсационной обмоткой суммарная МДС $F_{к.об}$ и $F_{д.п}$ примерно равна МДС дополнительных полюсов в машине без компенсационной обмотки. Считая $\sum F_{Fe}$ для машин обоих видов неизменным, получим

$$\sum F_{б к.об} - \sum F_{с к.об} \approx F_{\delta б к.об} - F_{\delta с к.об}, \qquad (10.114)$$

т. е. суммарная МДС статора в машине с компенсационной обмоткой уменьшается за счет уменьшения воздушного зазора. Кроме того, уменьшается и расход меди якоря, так как при наличии компенсационной обмотки менее жестки потенциальные ограничения и в крупных машинах можно несколько уменьшить диаметр якоря, увеличив его длину.

10.7. Расчет дополнительных полюсов, выбор щеток и размеров коллектора

Минимальная ширина щетки $b_щ$ при простой обмотке якоря должна выбираться такой, чтобы перекрывать не менее полутора коллекторных пластин, а при сложных обмотках

$$b_щ \geqslant 1{,}5 t_{кол} m, \qquad (10.115)$$

где m — число ходов обмотки.

Только при этом условии можно обеспечить надежный контакт щетки с обмоткой.

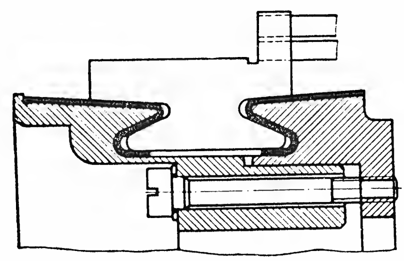


Рис. 10.17. Коллектор арочного типа

Максимальная ширина щетки ограничивается расширением зоны коммутации

$$b_к = b_щ + t_{кол}(u_п - 1 + \varepsilon_{кол}). \qquad (10.116)$$

Для того чтобы ограничить проникновение поля главных полюсов в зону коммутации, ширина ее должна быть примерно в 2 раза меньше расстояния между краями наконечников главных полюсов при наличии компенсационной обмотки и в 2,5 раза — при ее отсутствии:

$$(2 \ldots 2{,}5) b_к \leqslant (1 - \alpha)\tau. \qquad (10.117)$$

Широкие щетки (при ограничении $b_к$ в указанных пределах) уменьшают реактивную ЭДС и этим способствуют улучшению коммутации, однако при увеличении ширины щеток возрастают потери на коллекторе и ухудшаются условия его охлаждения.

Обычно при простой петлевой обмотке задаются $\gamma = b_щ/t_{кол} \approx 2{,}5$ и, принимая плотность тока в щеточном контакте $j_щ = 10 \ldots 12$ А/см², определяют суммарную площадь щеток

$$S_щ = I_a/(j_щ p), \qquad (10.118)$$

а затем и длину щеток в осевом направлении

$$l_щ = S_щ/b_щ = I_a/(j_щ p b_щ). \qquad (10.119)$$

Размеры щеток и их число уточняют исходя из стандартных размеров, причем если ширина щетки не превосходит 16 мм, то берется одинарная щетка; если $b_щ > 16$ мм — составная щетка из двух частей, обеспечивающая лучшую механическую устойчивость работы щетки.

Полная осевая длина коллектора определяется по рис. 10.17: $l_{кол} = l_щ + (15 \ldots 20)$ мм, т. е. по 5 мм добавляется с каждого края к длине щеток и 5 ... 10 мм — канавка для вывода резца.

Зная конфигурацию зубцового слоя и ширину щетки, можно подсчитать (см. гл. 4) среднее значение реактивной ЭДС (4.54):

$$e_{р.ср}=\frac{4i_a w_с^2 u_п \Lambda_п v_a}{t'_{кол}(\gamma+u_п-1+\varepsilon_{кол})},$$

где $t'_{кол}=t_{кол}D_a/D_{кол}$ — коллекторное деление, приведенное к диаметру якоря, после чего нужно оценить напряженность коммутации машины.

В гл. 4, 7 было показано, что напряженность коммутации оценивается несколькими факторами.

Во-первых, определяется коэффициент $K_щ$ из (4.78) и (4.79):

$$K_щ=2A\Lambda_п v_a F_п/l_щ, \tag{10.120}$$

где $F_п=2i_a w_с u_п$ — полный ток паза, а затем из (4.120) — максимальная погрешность, еще не приводящая к искрению:

$$\Delta_{max}=\frac{100}{\sqrt{K_щ}}\left(1+\frac{e_{р.ср}}{e_{р.ср}-2\Delta U}\right). \tag{10.121}$$

В номинальном режиме рекомендуется выполнять условие $\Delta_{max}\geqslant 10\%$, а в режиме максимального ослабления поля — не менее 2%.

Во-вторых, максимальное значение средней реактивной ЭДС (а значит, и коммутирующей ЭДС) не должно превышать 10 В, так как иначе малейшее нарушение коммутации приведет к возникновению дуги между щеткой и выходящей из-под нее коллекторной пластиной.

По результатам этих расчетов корректируются ширина щетки и осевая длина коллектора.

Если с помощью этой корректировки не удается получить требуемых по условиям эксплуатации значений $K_щ$ и $e_{р.ср}$, то приходится переходить к бо́льшему диаметру якоря.

После уточнения ширины щетки и реактивной ЭДС определяется индукция в зоне коммутации из условия $|e_{к.ср}|=|e_{р.ср}|$:

$$B_{к.ср}=e_{к.ср}/(2l_a w_с v_a). \tag{10.122}$$

Длину дополнительного полюса обычно берут равной длине якоря: $l_{д.п}=l_a$.

Поток, замыкающийся через наконечник добавочного полюса,

$$\Phi_{д.п}=B_{к.ср}b_к l_{д.п}. \tag{10.123}$$

Ширина сердечника добавочного полюса при индукции в нем $B_{m\,д.п}=1{,}0 \ldots 1{,}2$ Тл

$$b_{m\,д.п}=\sigma_{д.п}\Phi_{д.п}/(B_{m\,д.п}l_{д.п}). \tag{10.124}$$

Коэффициент рассеяния добавочных полюсов $\sigma_{д.п}$ определяется по картине поля (см. гл. 2 и 3); предварительно его можно принять для машины без компенсационной обмотки $\sigma_{д.п}=4 \ldots 5$; при наличии компенсационной обмотки — $\sigma_{д.п}=2 \ldots 3$.

Воздушный зазор $\delta_{д.п1}$ между якорем и наконечниками добавочного полюса берется несколько большим, чем зазор под главными полюсами. Для крупных машин $\delta_{д.п1}=8 \ldots 12$ мм.

Падение магнитного потенциала в воздушном зазоре

$$F_{\text{дп}1}=\mu_0 B_{\text{к}m}\delta_{\text{д.п}1}K_\delta=\mu_0 B_{\text{к.ср}}(b_\text{к}/b_{\text{нак.д.п}})\delta_{\text{д.п}1}K_\delta, \qquad (10.125)$$

где $B_{\text{к}m}$ — индукция под наконечником добавочного полюса; $b_{\text{нак.д.п}}$ — ширина наконечника добавочного полюса.

Эту ширину, как указывалось выше, для малых машин берут равной ширине зоны коммутации $b_{\text{нак.д.п}}\approx b_\text{к}$; для крупных машин $b_{\text{нак.д.п}}=(0{,}6\ldots0{,}4)\,b_\text{к}$.

Более точный выбор ширины наконечника добавочного полюса может быть произведен путем построения картины поля в зоне коммутации для нескольких вариантов наконечников (см. гл. 4). Оптимален вариант, в котором индукция плавно уменьшается к краю зоны коммутации; при этом поток в зоне коммутации мало изменяется при смещении щеток с геометрической нейтрали из-за технологических допусков; а поле главных полюсов мало влияет на индукцию в зоне коммутации.

Размер второго зазора $\delta_{\text{д.п}2}$ (между сердечником добавочного полюса и ярмом) определяется из условия

$$\delta_{\text{д.п}2}=(F_{\text{д.п}}-F_{\text{д.п}1})/\mu_0 B_{m\,\text{д.п}}. \qquad (10.126)$$

При наладке коммутации первого образца на стенде второй зазор регулируется путем изменения толщины диамагнитных прокладок между ярмом и сердечником добавочного полюса.

10.8. Единые серии машин постоянного тока

В настоящее время основными сериями машин общего назначения являются серии 2П — мощностью от 0,37 до 200 кВт и П2 — мощностью от 315 до 10 МВт. Выпускаются также серии генераторов и двигателей специального назначения: крановые, тяговые, судовые, для привода прокатных станов и т. д.

Выпускаемые двигатели должны соответствовать паспортным данным. Они проходят специальные испытания:

измерение сопротивления обмоток при постоянном токе; сопротивление не должно отличаться более чем на $\pm10\%$ от номинального;

измерение сопротивления изоляции обмоток относительно корпуса и между обмотками;

испытание изоляции обмоток относительно корпуса и между обмоток повышенным напряжением — обычно испытательное напряжение $U_{\text{исп}}=2U_{\text{ном}}+$ $+1000$ В;

испытание при повышенной частоте вращения, которая должна быть на 20% больше максимальной, указанной в паспорте, или на 20% больше номинальной, если максимальная частота вращения не указана; исключение составляют двигатели с последовательным возбуждением, испытательная частота вращения которых должна не менее чем на 50% превышать номинальную (если максимальная не указана);

проверка номинальных данных машины: частоты вращения, напряжения холостого хода и т. д.;

проверка коммутации при номинальной нагрузке и при кратковременной перегрузке по току в 1,5 раза в течение 1 мин.

Могут проводиться и дополнительные испытания, которые предусмотрены ГОСТом и специальными техническими условиями.

Единая серия 2П. Она охватывает двигатели в диапазоне мощностей 0,37 ... 200 кВт при высотах оси вращения 90 ... 315 мм. Высоты вращения, установочные и присоединительные размеры соответствуют рекомендациям МЭК.

Двигатели серии 2П являются низковольтными: номинальные напряжения

якоря 110, 220, 340 и 440 В. Все двигатели имеют независимое возбуждение с номинальным напряжением 110 или 220 В.

Все двигатели имеют компенсационную обмотку, применение которой позволяет уменьшить габариты и получить машины с хорошей коммутацией и не склонные к возникновению кругового огня.

Станина имеет цилиндрическую форму с вырезанными окнами для выхода охлаждающего воздуха со стороны свободного конца вала и для обслуживания коллектора и щеточного аппарата — с другой стороны. Станины двигателей малых габаритов (с высотой оси вращения до 200 мм) изготовляются из стальных стандартных бесшовных труб. Станина двигателей больших габаритов — из толстолистовой стали методом вальцовки с последующей сваркой.

Подшипниковые щиты плоские, литые из чугуна, с ребрами жесткости. Для двигателей малых габаритов (с высотой оси вращения до 100 мм), они изготавливаются и из алюминиевого сплава.

Подшипники со стороны коллектора применены шариковые средней серии, упорные. Со стороны привода в двигателях больших габаритов ставятся роликовые подшипники, при малых габаритах — шариковые.

Сердечник якоря набирается из штампованных листов холоднокатаной изотропной стали толщиной 0,5 мм.

Обмотка якоря двигателей с высотой оси вращения до 200 мм — всыпная, укладывается в полузакрытые пазы. Обмотка якоря двигателей больших габаритов — катушечная, из прямоугольного провода, укладывается в открытые пазы.

Изоляция провода ПЭТВ. Корпусная изоляция из композиционного материала на основе слюдопласта, типа «простынка».

Двигатели серии 2П выпускают в защищенном (1Р22) или закрытом (1Р44) исполнении.

Третья буква в обозначении марки машины (вначале пишется 2П) указывает на вид защиты и вентиляции.

Защищенные машины выполняются с самовентиляцией (буква Н) или с независимой вентиляцией от постороннего вентилятора (буква Ф).

При частоте вращения $n=1500$ об/мин двигатели одного габарита имеют примерно одинаковую мощность. При меньшей частоте вращения двигатели с самовентиляцией (Н) имеют меньшую мощность, чем двигатели с независимой вентиляцией (Ф), так как при малых скоростях эффективность встроенного в двигатель вентилятора уменьшается. При $n>1500$ об/мин мощность больше у двигателей с самовентиляцией; при $n=3000$ об/мин эта разница в мощностях составляет примерно 30%. Достоинством двигателей с независимой вентиляцией является то, что они допускают работу при малых скоростях без снижения вращающего момента (т. е. тока якоря и возбуждения).

Стоимость двигателя 2ПФ больше, чем двигателя 2ПН того же типоразмера (с одинаковыми высотой оси вращения и длиной), на 8%. Примерно на 8 ... 12% больше и масса двигателя.

Закрытые двигатели с естественным охлаждением 2ПБ имеют мощность в 1,5 ... 3,0 раза меньшую, чем двигатели 2ПН того же типоразмера, так как условия охлаждения обмоток в закрытых двигателях значительно хуже, чем в защищенных. Стоимость двигателей 2ПБ на 10% выше, чем у 2ПН.

Закрытые двигатели с наружным обдувом от постороннего вентилятора 2ПО имеют мощность примерно в 1,5 раза большую, чем двигатели 2ПБ одинакового типоразмера. Стоимость двигателей 2ПО на 18% выше, чем у двигателей 2ПН, масса примерно на 10% больше. При одной и той же высоте оси вращения двигатели выпускаются одного диаметра якоря и статора, но с якорями двух разных длин и, естественно, с разными мощностями.

Характер зависимости мощности двигателей от частоты вращения и высоты оси вращения показан на рис. 10.19. При одной и той же высоте оси вращения мощность пропорциональна скорости вращения, т. е. определяется вращающим моментом. Следовательно, в данной серии масса машины определяется высотой оси вращения (рис. 10.19 кривая *1*). На том же рисунке (кривая *2*) показана цена машины *Ц*, прямо зависящая от массы *М*. Отношение $Ц/М=6,0$ ... 2,5 руб/кг. Меньшие значения $Ц/М$ соответствуют большей высоте оси вращения, т. е. большей мощности двигателя. Тем самым еще раз доказывается, что *эконо-*

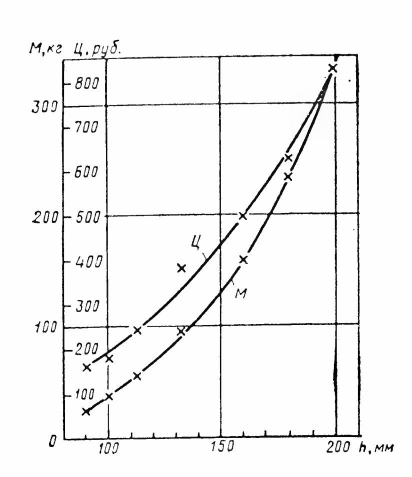


Рис. 10.18. Зависимость массы и цены машины серии 2П от высоты оси вращения

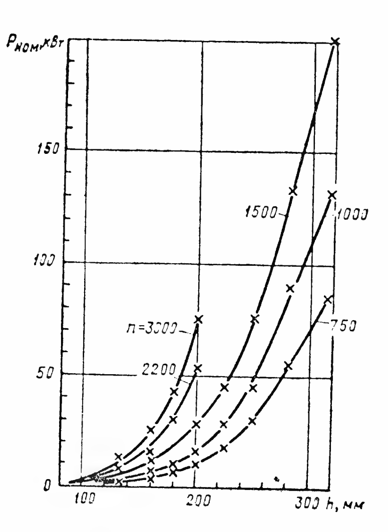


Рис. 10.19. Зависимость номинальной мощности машины серии 2П от высоты оси вращения

мически целесообразно применять одну крупную машину вместо нескольких машин той же суммарной мощности. Стандартные величины высоты оси вращения для машин серии 2П: 90, 112, 132, 160, 180, 200, 215, 250, 280 и 315 мм. Значения мощности, массы и цены соответствующих двигателей (при длине L) показаны на графиках рис. 10.18 и 10.19 звездочками.

Серия 4П. Разработана и внедряется новая серия 4П с широким диапазоном регулирования скорости.

Магнитопровод в поперечном сечении имеет форму многогранника, что дает возможность более компактно разместить главные и добавочные полюсы и их обмотки, чем в машине с круглой станиной. Благодаря этому многогранная машина имеет мощность на 15 ... 20% большую, чем машина с круглой станиной тех же габаритов, так как при той же высоте вращения диаметр якоря больше.

Для увеличения мощности в двигателях серии 4П при заданной высоте оси вращения длина якоря больше, чем в двигателях серии 2П.

Изоляция обмоток якоря и статора имеет нагревостойкость классов H и F. Улучшено охлаждение, особенно статора.

Применена компенсационная обмотка и полностью расслоенный магнитопровод статора для повышения диапазона регулирования скорости путем ослабления магнитного поля и чтобы обеспечить удовлетворительную коммутацию при переходных процессах.

Все перечисленные улучшения привели к тому, что при одной и той же высоте оси вращения двигатели серии 4П имеют мощность, в 1,5 ... 2,0 раза большую, чем двигатели серии 2П.

Серия ПИ. В настоящее время в рамках международной организации по научно-техническому и экономическому сотрудничеству Интерэлектро разрабатывается унифицированная серия двигателей постоянного тока ПИ. В разработке двигателей этой серии участвуют НРБ, ВНР, ПНР, СРР, СССР, ЧССР и СФРЮ.

При разработке этой серии должна быть обеспечена унификация главных выходных параметров двигателей, их характеристик, установочно-присоединительных размеров.

В рамках серии ПИ установлены единые требования к технико-экономическим параметрам, а также к системам защиты, индикаторных устройств и т. д. Рекомендации МЭК являются обязательными.

В то же время не ставится задача создания однозначной конструкции деталей и сборочных единиц. Конкретные решения по конструкции двигателей унифицированной серии ПИ могут приниматься странами индивидуально, в зависимости от специфики их технико-экономических условий.

Серия ПИ включает в себя двигатели постоянного тока с высотами оси вращения от 71 до 355 мм, с тремя длинами в габарите.

Диапазон номинальных мощностей при $n=1500$ об/мин от 0,25 до 250 кВт.

Двигатели четырехполюсные, с шихтованным статором. Изоляция нагревостойкости класса F. Возбуждение электромагнитное, независимое.

Двигатели серии ПИ предназначены для питания от полупроводниковых преобразователей при коэффициенте пульсации тока якоря не более 15%.

Диапазон регулирования частоты вращения путем ослабления поля (уменьшением тока возбуждения) у двигателей с компенсационной обмоткой — до 1 : 5, причем мощность сохраняется постоянной в диапазоне 1 : 3.

У двигателей без компенсационной обмотки диапазон 1 : 2.

Двигатели выдерживают нагрузку двукратным током в течение 15 с и скорости изменения тока якоря при переходных режимах до 200 $I_{ном}$/с.

Основные данные двигателей серии ПИ при $n=1500$ об/мин приведены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Высота оси вращения, мм	Мощность при $n=1500$ об/мин, кВт	Максимальная частота вращения, об/мин	КПД, не менее, %	Масса, не более, кг	Высота оси вращения, мм	Мощность при $n=1500$ об/мин, кВт	Максимальная частота вращения, об/мин	КПД, не менее, %	Масса, не более, кг
71	0,55	5000	69	15	200	110	3300	90,5	650
80	1,5	5000	73	33	225	160	3000	91	900
100	4,0	5000	78,5	62	250	250	3000	91,5	1200
112	11	5000	83	130	280	400	2500	92	1790
132	22	4500	86	210	315	630	2500	92,5	2400
160	45	4000	88,5	330	355	750	2200	93	2800
180	75	3600	90	500					

Серия Д. Металлургические и крановые двигатели постоянного тока мощностью 2,5 ... 185 кВт предназначены для работы в подъемно-транспортных механизмах и электроприводе металлургических агрегатов в условиях повышенной влажности, запыленности и вибрации.

Двигатели мощностью 2,5 ... 37 кВт выполняются с цилиндрической неразъемной станиной. При мощности 55 кВт и выше станина делается граненой разъемной, что позволяет извлекать для ремонта якорь, не снимая двигателя с механизма, в который он встроен. Это ускоряет и удешевляет ремонт.

Двигатели серии Д изготавливаются на напряжения 220 и 440 В; они четырехполюсные; изоляция нагревостойкости класса H.

Компенсационной обмотки двигатели не имеют.

Основные данные двигателей серии Д приведены в табл. 10.2.

Серия П2. Двигатели этой серии имеют мощность от 315 до 10 000 кВт. Они выполняются закрытыми с принудительной вентиляцией. Эта серия менее распространена; наряду с ней выпускаются в большом количестве специализированные машины большой мощности.

Двигатели для приводов прокатных станов. Выпускаются специальные двигатели мощностью до 10 000 кВт в одноякорном исполнении и до 16 000 кВт — в двухъякорном. Это закрытые машины с принудительной вентиляцией, напряжение на якоре — 600 и 930 В, возбуждение независимое.

Балансирные машины (МПБ). Предназначены для испытания других электрических машин; для них характерен широкий диапазон изменения скорости. Они работают в качестве тормозного генератора или приводного двигателя. Имеют тахогенератор и устройство для измерения момента.

Таблица 10.2

Двигатель	Мощность, кВт	Ток, А	Частота вращения, об/мин	Максимальная частота вращения, об/мин	Масса, кг	$g=\frac{G}{P_{ном}k_v}$, кг/кВт
			Тихоходные			
Д12	2,5	14,6	1140	3600	130	16,5
Д21	4,5	26	1000	3600	200	12,3
Д22	6,0	33	1070	3600	225	11,2
Д31	8,0	44	820	3600	310	8,82
Д32	12,0	65	740	3300	365	6,83
Д41	16,0	86	670	3000	540	7,5
Д806	22,0	116	635	2600	635	7,05
Д808	37,0	192	565	2300	885	5,9
Д810	55,0	280	540	2200	1250	5,6
Д812	75,0	380	500	1900	1770	6,2
Д814	110	550	490	1700	2240	5,87
Д816	150	740	470	1600	2800	5,6
Д818	185	920	440	1500	3745	5,96
			Быстроходные			
Д21	5,5	31	1400	3600	200	14,1
Д22	8,0	43,5	1450	3600	225	11,3
Д31	12,0	64	1310	3600	310	11,0
Д32	18,0	94	1140	3300	365	7,0
Д41	24,0	124	1060	3000	540	7,9
Д806	32,0	165	980	2600	635	7,5
Д808	47,0	240	770	2300	885	6,3

Вопросы для самопроверки

1. Как определяется расчетная (типовая) мощность машины постоянного тока?
2. Что характеризует машинная постоянная Арнольда?
3. Как зависят удельные нагрузки — индукция в воздушном зазоре и линейная нагрузка — от конфигурации зубцового слоя?
4. Как определяется оптимальная конфигурация зубцового слоя?
5. Чем ограничивается максимальное значение магнитной индукции в ножке зубца?
6. Почему в машинах постоянного тока высота зубцов якоря выбирается сравнительно небольшой?
7. Каким обычно выбирается коэффициент устойчивости магнитного поля в режиме минимального тока возбуждения для машины без компенсационной обмотки?
8. Почему масса машины заданной мощности тем больше, чем больше соотношение скоростей $k_v=\omega_{max}/\omega_{ном}$?
9. Какие критерии заставляют в крупных машинах ограничивать активную длину якоря?
10. Почему секции обмотки якоря машин средней и большой мощности делаются одновитковыми?
11. Почему выбирают тем большее число полюсов, чем больше мощность машины?
12. Как влияет применение компенсационной обмотки на размеры и массу машины заданной мощности?

Заключение

Развитие теории электрических машин находится в неразрывной связи с нуждами электромашиностроения и всего народного хозяйства.

В послевоенные годы необходимость экономии материалов и трудовых ресурсов ставила задачу создания электрических машин минимальных габаритов и стоимости.

Последующие образцы электрических машин отличались более высоким КПД, большими сроками службы и надежностью.

Для последних 10...15 лет характерно применение силовых полупроводниковых преобразователей в комбинации с электрическими машинами. Широкое применение нашла система «синхронный генератор — полупроводниковый выпрямитель», которая оказалась дешевле и надежнее генератора постоянного тока, в связи с чем, с одной стороны, сократилось число разновидностей марок выпускаемых генераторов постоянного тока и объем их выпуска. С другой стороны, появление управляемых выпрямителей и импульсных тиристорных регуляторов способствовало распространению сложных автоматических систем, где применяются двигатели постоянного тока совместно с тиристорными преобразователями. Так, например, есть прокатные станы, где двигатели мощностью порядка 10 МВт получают питание от управляемых выпрямителей.

Широкое применение получили и системы с импульсным регулированием скорости

Большинство выпускаемых в настоящее время двигателей могут работать, получая питание от полупроводниковых преобразователей, т. е. и при пульсирующем токе якоря.

В настоящее время ведутся интенсивные работы по улучшению коммутации машин постоянного тока. Интересны опыты с применением углеграфитных коллекторов.

Можно предположить, что завершатся успехом работы по вентильно-механической коммутации, когда полупроводниковые вентили встраиваются в машину.

Обнадеживающи и эксперименты с новыми способами охлаждения — тепловыми трубами и т. п.

Открытия фундаментальных наук и требования промышленности ставят новые задачи перед создателями электрических машин и в то же время указывают пути к решению традиционных проблем электромашиностроения. Появление сверхпроводящих материалов новых типов, мощных электромагнитов, новых видов электротехнической стали предопределяет дальнейшие пути развития электрических машин, в которых будут участвовать и многие читатели этой книги.

Литература

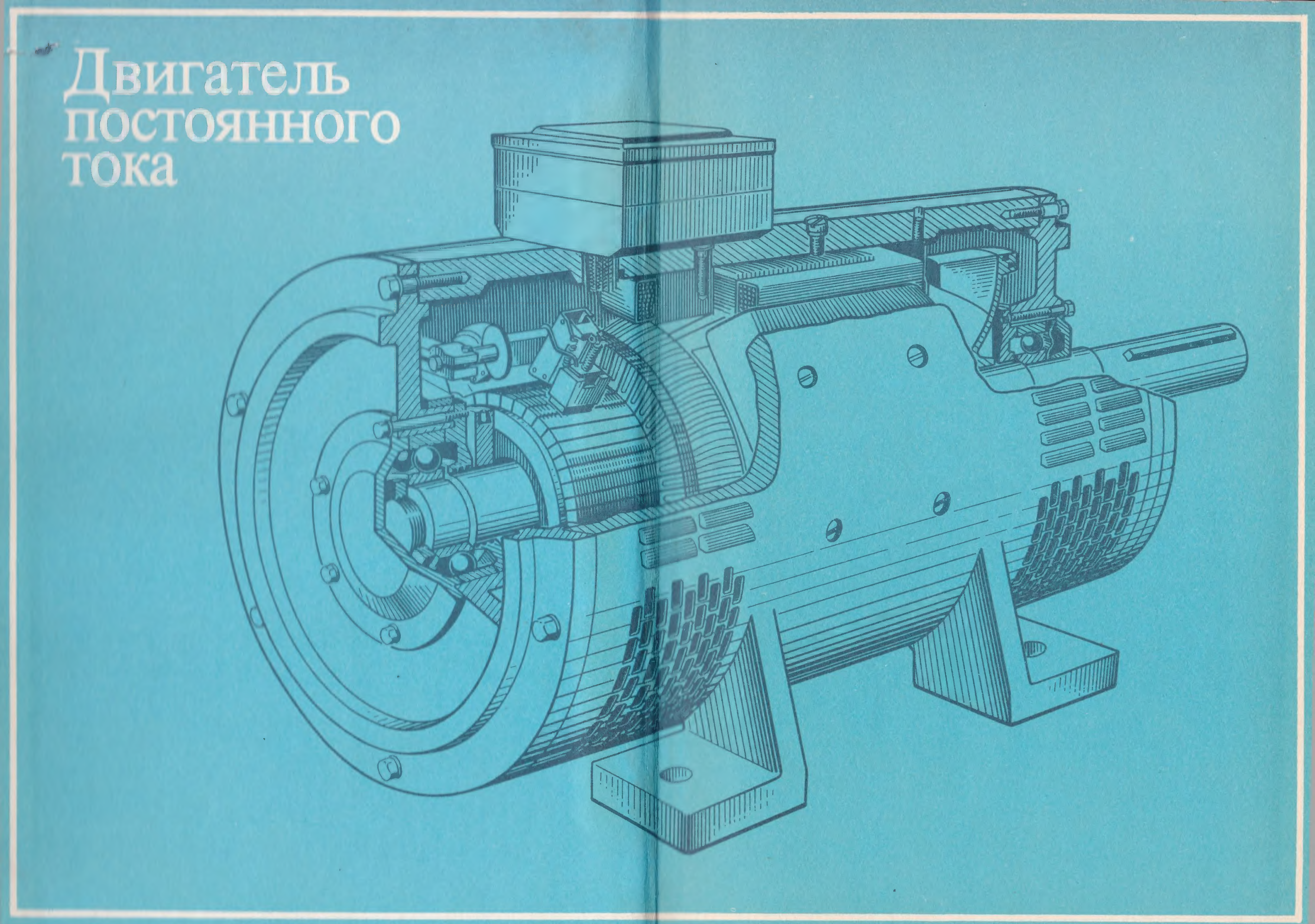
ОСНОВНАЯ

1. *Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.* Электрические машины. Т. 1, т. 2. М., 1986.
2. *Вольдек А. И.* Электрические машины. М., 1974.
3. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины. М., 1980.
4. *Копылов И. П.* Электрические машины. М., 1986.
5. *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин. М., 1987.
6. *Костенко М. П., Пиотровский Л. И.* Электрические машины. Л., 1973.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ

7. *Петров Г. Н.* Электрические машины. М., 1968.
8. *Постников И. М.* Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. М., 1982.
9. *Брынский Е. А., Данилевич Я. Б., Яковлев В. И.* Электромагнитные поля в электрических машинах. Л., 1979.
10. *Дружинин В. В.* Магнитные свойства электротехнической стали. М., 1978.
11. *Преображенский А. А., Бишард Е. Г.* Магнитные материалы и элементы. М., 1986.
12. Электротехнические материалы. Справочник/Под ред. В. Б. Березина и Н. С. Прохорова. М., 1983.
13. *Вегнер О. Г.* Теория и практика коммутации машин постоянного тока. М., 1971.
14. *Толкунов В. П.* Теория и практика коммутации машин постоянного тока. М., 1979.
15. *Зимин В. И., Каплан М. Я., Палей М. М.* Обмотки электрических машин. Л., 1975.
16. *Борисенко А. И., Костиков О. Н., Яковлев А. И.* Охлаждение промышленных электрических машин. М., 1983.
17. Проектирование электрических машин/Под ред. И. П. Копылова. М., 1980.
18. Электрические машины в тяговом автономном электроприводе/Под ред. А. П. Пролыгина. М., 1979.
19. *Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С.* Проектирование электрических машин. М., 1984.
20. *Находкин М. Д., Василенко Г. В., Бочаров В. И., Козорезов М. А.* Проектирование тяговых электрических машин. М., 1976.
21. *Волкомирский И. А., Кожевников В. А.* Электродвигатели постоянного тока серии *2П* для регулируемого электропривода. Л., 1975.
22. *Кожевников В. А., Копылов И. П.* Развитие теории и конструкции электрических машин постоянного тока. М., 1985.
23. Электротехнический справочник. Т. 2. Электротехнические изделия и устройства. М., 1986.

Предметный указатель


Двигатель
постоянного
тока


Машины
постоянного
тока
Якорь
Коллектор
Щеткодержатель